

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



**TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**Diseño de antenas MIMO para  
sistemas de Ultra Banda Ancha (UWB)  
con filtros de rechazo en banda 5G de  
3.5GHz, WLAN y banda X**

**Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación**

**Autor: FERNANDEZ RAMOS, Alvaro  
Tutor: TAHA AHMED, Bazil**

**FECHA: Septiembre, 2020**



# **Diseño de antenas MIMO para sistemas de Ultra Banda Ancha (UWB) con filtros de rechazo en banda 5G de 3.5GHz, WLAN y banda X**

**AUTOR: Álvaro Fernández Ramos**  
**TUTOR: Bazil Taha Ahmed**



**Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)**  
**Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones**  
**Escuela Politécnica Superior**  
**Universidad Autónoma de Madrid**  
**Septiembre de 2020**





# Resumen

En este trabajo Fin de Máster se presenta el diseño de antenas MIMO para sistemas de ultra banda ancha (UWB) con filtros de rechazo en banda 5G de 3.5GHz, WLAN y banda X.

UWB es una de las tecnologías de comunicación inalámbrica emergentes en el ámbito civil que actualmente se encuentra en constante crecimiento. Esta tecnología abarca el rango de frecuencias comprendido entre los 3.1 GHz y los 10.6 GHz, que se tratará de ampliar para comprender el mayor número de sistemas posibles. Dado que las antenas basadas en UWB cubren una banda de frecuencias muy extensa, se pueden producir interferencias no deseadas con otros sistemas de comunicación adyacentes, por lo que se integrarán estructuras de filtrado en la propia antena para eliminar las bandas comentadas anteriormente. Además, su funcionamiento en conjunto con la tecnología MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) permite mejorar la calidad de la señal transmitida.

En primer lugar, se realizará un estudio del estado del arte de la tecnología UWB, MIMO y de la tecnología en la que se ha basado el diseño de los filtros: las estructuras EBG (*Electromagnetic Band-Gap*).

En segundo lugar, se comentará el proceso de diseño ideal de distintas estructuras de filtrado basadas en EBG que procederán desde los diseños más simples formados por una estructura unitaria para eliminar una banda de frecuencia en concreto, a los diseños más complejos que se proponen en este TFM, capaces de eliminar tres bandas de frecuencia con una única estructura EBG modificada.

Posteriormente, se diseñarán las antenas UWB unitarias, comentando las características que presentan para después incorporar los filtros diseñados y detallar su funcionamiento en conjunto.

A continuación, se emplearán los elementos unitarios diseñados junto con el filtro EBG de triple banda eliminada incorporado para formar las distintas configuraciones MIMO (2x1 y 2x2), detallándose el proceso de diseño de la estructura encargada de mejorar el aislamiento entre los distintos elementos que forman las antenas MIMO.

Una vez finalizado el proceso de diseño al completo, se detallarán las conclusiones que se pueden obtener a partir de él y los diferentes aspectos que puedan mejorar los resultados obtenidos.

## Palabras clave

Antena, UWB, MIMO, filtro, EBG, parche, microstrip, reflexión, aislamiento, adaptación, ancho de banda, diagrama de radiación.

# Abstract

In this Master Thesis project, the design of MIMO antennas for ultra-broadband (UWB) systems with rejection filters in the 5G 3.5GHz band, WLAN and X band is presented.

UWB is one of the emerging wireless communication technologies in the civil field that is currently constantly growing. This technology covers the frequency range between 3.1 GHz and 10.6 GHz, which will be expanded to include the largest number of possible systems. Since UWB-based antennas cover a very wide frequency band, unwanted interference can occur with other adjacent communication systems, so filtering structures will be integrated into the antenna structure to eliminate the bands discussed above. In addition, its operation in conjunction with MIMO (Multiple Input Multiple Output) technology allows to improve the quality of the transmitted signal.

In the first place, a study will be carried out of the state of the art of UWB and MIMO technology and of the technology on which the design of the filters has been based: EBG (Electromagnetic Band-Gap) structures.

Secondly, the ideal design process for different EBG-based filtering structures will be discussed, which will proceed from the simplest designs formed by a unitary structure to eliminate a specific frequency band, to the more complex designs proposed in this TFM, capable of eliminating three frequency bands with a single modified EBG structure.

Subsequently, the unitary UWB antennas will be designed, commenting on the characteristics they present and later incorporating the designed filters and detailing their operation as a whole.

Next, the unitary elements designed together with the incorporated triple eliminated band EBG filter will be used to form the different MIMO configurations (2x1 and 2x2), detailing the design process of the structure responsible for improving the isolation between the different elements that form MIMO antennas.

Once the entire design process has been completed, the conclusions that can be obtained from it and the different aspects that can improve the results obtained will be detailed.

## Keywords

Antenna, UWB, MIMO, filter, EBG, patch, microstrip, reflection, isolation, adaptation, bandwidth, radiation diagram.

## ***Agradecimientos***

*En primer lugar, me gustaría agradecer a mi tutor Bazil Taha la oportunidad de permitirme desarrollar este proyecto fin de máster y por despertar mi curiosidad a la hora de investigar acerca de la tecnología involucrada en este proyecto, su paciencia conmigo, su disponibilidad, atención y amabilidad a la hora de resolver cualquier duda y todos los consejos que me ha brindado.*

*En segundo lugar, a cada uno de los compañeros de la carrera y el máster con los que he entablado una buena relación de amistad, por compartir infinidad de buenos momentos dentro y fuera de la universidad y por ayudarnos en los no tan buenos para seguir adelante.*

*No me olvido de mis otros amigos, los que siempre estuvieron y los que he ido conociendo a lo largo de estos años fuera de las paredes de esta escuela que ha sido como mi segunda casa. Agradecerles todo el apoyo que me han brindado y por animarme cuando las cosas no fueron bien.*

*Por último, a cada uno de los muchos miembros de mi familia que durante estos años se han preocupado siempre por mis estudios y por creer en mí cuando a veces ni yo mismo lo hacía.*

*Muchas gracias,*

*Álvaro Fernández Ramos  
Septiembre 2020*





# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1 INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>9</b>
1.1 MOTIVACIÓN .....	9
1.2 OBJETIVOS.....	10
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA .....	10
<b>2 FUNDAMENTOS CONCEPTUALES DE ANTENAS.....</b>	<b>13</b>
2.1 INTRODUCCIÓN .....	13
2.1.1 Breve reseña histórica .....	13
2.1.2 Definición de antena.....	14
2.2 PARÁMETROS BÁSICOS DE UNA ANTENA .....	15
2.2.1 Impedancia de entrada .....	15
2.2.2 Parámetros S (parámetros de dispersión o Scattering) .....	16
2.2.3 Adaptación de impedancias y potencia entregada.....	19
2.2.4 Ancho de banda.....	20
2.2.5 Otros parámetros.....	20
2.3 BANDAS DEL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.....	22
2.4 TIPOS DE ANTENAS.....	23
2.4.1 Antenas de hilo, apertura, reflectoras, lentes y antenas de array .....	23
2.4.2 Antenas de parche .....	25
2.5 HERRAMIENTA DE DISEÑO Y SIMULACIÓN.....	27
2.5.1 CST Microwave Studio .....	27
<b>3 TECNOLOGÍA MIMO ULTRA WIDE BAND .....</b>	<b>29</b>
3.1 TECNOLOGÍA UWB.....	29
3.1.1 Definición.....	30
3.1.2 Asignación de bandas.....	31
3.1.3 Interferencia con otros sistemas.....	32
3.2 TECNOLOGÍA MIMO.....	39
3.2.1 Evaluación del rendimiento en antenas MIMO.....	40
3.2.2 Factores que afectan al aislamiento.....	41
3.2.3 Técnicas de mejora del aislamiento en los sistemas MIMO UWB .....	42
<b>4 DISEÑO DE FILTROS EBG .....</b>	<b>47</b>
4.1 DISEÑO FILTROS EBG CON UNA BANDA ELIMINADA .....	47
4.1.1 Filtro EBG centrado en 3.5 GHz .....	48
4.1.2 Filtro EBG centrado en 5.5 GHz .....	49
4.1.3 Filtro EBG centrado en 7.5 GHz .....	51
4.1.4 Filtros EBG en conjunto.....	52
4.2 DISEÑO FILTROS EBG MODIFICADOS CON DOS BANDAS ELIMINADAS.....	54
4.2.1 Filtro M-EBG bandas 3.5 GHz – 5.5 GHz .....	55
4.2.2 Filtro M-EBG bandas 3.5 GHz – 7.5 GHz .....	60
4.2.3 Filtro M-EBG bandas 5.5 GHz – 7.5 GHz .....	62
4.3 DISEÑO FILTROS EBG MODIFICADOS CON TRES BANDAS ELIMINADAS.....	64
4.3.1 Versión nº1 del filtro de triple banda eliminada .....	64
4.3.2 Versión nº2 del filtro de triple banda eliminada .....	71
4.3.3 Versión nº3 del filtro de triple banda eliminada .....	76
<b>5 DISEÑO ANTENAS MIMO UWB CON TRIPLE BANDA ELIMINADA.....</b>	<b>79</b>
5.1 CRITERIOS DE DISEÑO .....	79
5.1.1 Ancho de banda antenas MIMO UWB.....	79
5.1.2 Filtro triple banda eliminada.....	80

5.1.3 Aislamiento entre las antenas MIMO UWB .....	80
5.1.4 Parámetros del sustrato utilizado .....	80
5.2 DISEÑO DE LA ANTENA UWB .....	81
5.2.1 Antena UWB: Primera aproximación .....	82
5.2.2 Antena UWB: Diseño optimizado .....	83
5.3 DISEÑO ANTENA UWB CON TRIPLE BANDA ELIMINADA .....	88
5.3.1 Antena UWB con triple banda eliminada: Primera aproximación .....	88
5.3.2 Antena UWB con triple banda eliminada: Diseño optimizado .....	97
5.4 DISEÑO ANTENAS MIMO .....	105
5.4.1 Diseño antenas MIMO: Primera aproximación .....	105
5.4.2 Diseño antenas MIMO: Diseño optimizado .....	117
<b>6 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO .....</b>	<b>139</b>
6.1 CONCLUSIONES .....	139
6.2 TRABAJO FUTURO .....	140
<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>141</b>
<b>GLOSARIO .....</b>	<b>143</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>I</b>
A ANCHURA DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN EN EL DISEÑO IDEAL DE LOS FILTROS .....	I
B PRESUPUESTO .....	I

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: ANTENA COMO DISPOSITIVO DE TRANSMISIÓN [1].	14
FIGURA 2-2: IMPEDANCIA DE ENTRADA A LA ANTENA.	15
FIGURA 2-3: ESQUEMA DE RED DE 2 PUERTOS CON ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS	16
FIGURA 2-4: RED DE 2 PUERTAS CON 1 PLANO DE SIMETRÍA [2]	18
FIGURA 2-5: RED DE 4 PUERTAS CON 2 PLANOS DE SIMETRÍA [2]	18
FIGURA 2-6: ESQUEMA LÍNEA DE TRANSMISIÓN, GENERADOR Y ANTENA	19
FIGURA 2-7: ANTENA DE YAGI.	24
FIGURA 2-8: ANTENAS DE BOCINA (ARRIBA) Y PARABÓLICA (ABAJO).	24
FIGURA 2-9: ARRAY DE ANTENAS DE PARCHE.	24
FIGURA 2-10: ESTRUCTURA DE UNA ANTENA DE PARCHE [1].	25
FIGURA 2-11: FORMAS DE PARCHE RADIANTE [1].	25
FIGURA 2-12: FORMAS DE ALIMENTACIÓN DE PARCHES.	26
FIGURA 2-13: ESTRUCTURA DE LA LÍNEA MICROSTRIP.	27
FIGURA 2-14: ALIMENTACIÓN LÍNEA MICROSTRIP POR COAXIAL HORIZONTAL.	27
FIGURA 3-1: TIPOS DE SISTEMAS EN FUNCIÓN DEL ANCHO DE BANDA FRACCIONAL.	30
FIGURA 3-2: CONCEPTO DE SALTOS DE TIEMPO Y SALTOS DE FRECUENCIA.	31
FIGURA 3-3: COEXISTENCIA DE UWB CON OTROS SISTEMAS.	32
FIGURA 3-4: DISTINTAS FORMAS DE FILTROS INTEGRADOS [6][7][8].	33
FIGURA 3-5: FILTROS BASADOS EN QMSIR [9][11].	34
FIGURA 3-6: TIPO DE ESTRUCTURAS EBG [12].	35
FIGURA 3-7: CIRCUITO EQUIVALENTE EBG EN LAS CERCANÍAS DE UNA VÍA DE ALIMENTACIÓN [15].	35
FIGURA 3-8: REPRESENTACIÓN DE DISTINTAS ESTRUCTURAS EBG UNIPLANARES [14].	36
FIGURA 3-9: ESTRUCTURA EBG MODIFICADA PARA ELIMINAR DOS BANDAS DE FRECUENCIA [15].	36
FIGURA 3-10: ANTENA UWB CON FILTRO NOTCH INTEGRADO.	37
FIGURA 3-11: S <sub>11</sub> ANTENA UWB CON FILTRO NOTCH INTEGRADO.	38
FIGURA 3-12: COLOCACIÓN ORTOGONAL DE ANTENAS MIMO [16]	42
FIGURA 3-13: DISEÑO ANTENAS MIMO 2x1 CON ELEMENTO PARÁSITO [16]	43
FIGURA 3-14: DISEÑO ANTENA MIMO 2x1 CON RED DE DESACOPLO [16]	43
FIGURA 3-15: DISEÑO ANTENAS MIMO 2x1 CON DGS Y STUBS [16]	44
FIGURA 3-16: DISEÑO ANTENAS MIMO 2x1 CON LÍNEA DE NEUTRALIZACIÓN [16].	44
FIGURA 4-1: FILTRO EBG CENTRADO EN 3.5 GHZ.	48
FIGURA 4-2: PARÁMETROS S FILTRO EBG 3.5 GHZ.	49
FIGURA 4-3: FILTRO EBG CENTRADO EN 5.5 GHZ.	49
FIGURA 4-4: PARÁMETROS S FILTRO EBG 5.5 GHZ.	50
FIGURA 4-5: FILTRO EBG CENTRADO EN 7.5 GHZ.	51
FIGURA 4-6: PARÁMETROS S FILTRO EBG 7.5 GHZ.	51
FIGURA 4-7: TRES ESTRUCTURAS UNITARIAS EBG EN CONJUNTO.	52
FIGURA 4-8: PARÁMETROS S DE LOS FILTROS EBG UNITARIOS EN CONJUNTO.	53
FIGURA 4-9: EFECTO DE LA VARIACIÓN DE LA DISTANCIA ENTRE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN Y LAS ESTRUCTURAS EBG.	54
FIGURA 4-10: FILTRO M-EBG CENTRADO EN 3.5 GHZ Y 5.5 GHZ.	55
FIGURA 4-11: PARÁMETROS S FILTRO M-EBG CENTRADO EN 3.5 GHZ Y 5.5 GHZ.	56
FIGURA 4-12: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “d” EN EL FILTRO M-EBG PARA 3.5 GHZ - 5.5 GHZ.	56
FIGURA 4-13: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “L” EN EL FILTRO M-EBG PARA 3.5 GHZ - 5.5 GHZ.	57
FIGURA 4-14: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “Ls” EN EL FILTRO M-EBG PARA 3.5 GHZ - 5.5 GHZ.	57
FIGURA 4-15: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “Li” EN EL FILTRO M-EBG PARA 3.5 GHZ - 5.5 GHZ.	57
FIGURA 4-16: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “wc,ws,wi” EN EL FILTRO M-EBG PARA 3.5 GHZ - 5.5 GHZ.	58
FIGURA 4-17: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “ws” EN EL FILTRO M-EBG PARA 3.5 GHZ - 5.5 GHZ.	58
FIGURA 4-18: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “wi” EN EL FILTRO M-EBG PARA 3.5 GHZ - 5.5 GHZ.	59
FIGURA 4-19: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE LA POSICIÓN VERTICAL DE LA VÍA EN LA ESTRUCTURA.	59
FIGURA 4-20: FILTRO M-EBG CENTRADO EN 3.5 GHZ Y 7.5 GHZ.	60
FIGURA 4-21: PARÁMETROS S DEL FILTRO M-EBG CENTRADO EN 3.5 GHZ Y 7.5 GHZ.	61
FIGURA 4-22: FILTRO M-EBG CENTRADO EN 5.5 GHZ Y 7.5 GHZ.	62
FIGURA 4-23: PARÁMETROS S DEL FILTRO M-EBG CENTRADO EN 5.5 GHZ Y 7.5 GHZ.	63
FIGURA 4-24: FILTRO TRIPLE BANDA Nº1.	65

FIGURA 4-25: VISTA DETALLADA FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1. ....	65
FIGURA 4-26: PARÁMETROS S DEL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº1.....	66
FIGURA 4-27: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “D” EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1. ....	67
FIGURA 4-28: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “L” EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1.....	67
FIGURA 4-29: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “LU” EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1.....	68
FIGURA 4-30: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “LM” EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1. ....	68
FIGURA 4-31: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “LD” EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1.....	69
FIGURA 4-32: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “WU,WM,WI” EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1. ....	69
FIGURA 4-33: VARIACIÓN HORIZONTAL DE LA UBICACIÓN DE LA VÍA EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1. ....	70
FIGURA 4-34: VARIACIÓN VERTICAL DE LA UBICACIÓN DE LA VÍA EN EL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº1.....	70
FIGURA 4-35: FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº2.....	72
FIGURA 4-36: VISTA DETALLADA DEL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº2. ....	72
FIGURA 4-37: PARÁMETROS S DEL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº2.....	73
FIGURA 4-38: VISTA DETALLADA FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº2 SEGUNDA APROXIMACIÓN. ....	74
FIGURA 4-39: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº2 SEGUNDA APROXIMACIÓN.....	75
FIGURA 4-40: VARIACIÓN PARAMÉTRICA DE “LU” EN LA SEGUNDA APROXIMACIÓN DE LA VERSIÓN Nº2 DEL FILTRO DE TRIPLE BANDA ELIMINADA. ....	75
FIGURA 4-41: FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº3.....	76
FIGURA 4-42: VISTA DETALLADA FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA Nº3. ....	77
FIGURA 4-43: PARÁMETROS S DEL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº3.....	78
FIGURA 5-1: CRITERIO DE REFLEXIÓN PERMITIDA EN EL ANCHO DE BANDA UWB.....	79
FIGURA 5-2: CRITERIO DE AISLAMIENTO MÍNIMO EN LAS CONFIGURACIONES MIMO. ....	80
FIGURA 5-3: PRIMERA APROXIMACIÓN ANTENA UWB.....	82
FIGURA 5-4: COEFICIENTE REFLEXIÓN PRIMERA APROXIMACIÓN ANTENA UWB. ....	83
FIGURA 5-5: ANTENA UWB OPTIMIZADA. ....	84
FIGURA 5-6: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA.....	85
FIGURA 5-7: COEFICIENTE REFLEXIÓN SEGUNDA VERSIÓN DE LA ANTENA OPTIMIZADA. ....	86
FIGURA 5-8: VARIACIÓN DE LA ANCHURA DEL TÁPER EN LA SEGUNDA VERSIÓN DE LA ANTENA OPTIMIZADA. ....	86
FIGURA 5-9: VARIACIÓN DE R EN LA SEGUNDA VERSIÓN DE LA ANTENA OPTIMIZADA. ....	87
FIGURA 5-10: VARIACIÓN DEL GAP EN LA SEGUNDA VERSIÓN DE LA ANTENA OPTIMIZADA.....	87
FIGURA 5-11: PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1.....	89
FIGURA 5-12: COEFICIENTE REFLEXIÓN DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1. ....	89
FIGURA 5-13: VARIACIÓN DE “D” EN LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1.....	90
FIGURA 5-14: PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1 REPLICADO.....	90
FIGURA 5-15: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1 REPLICADO.....	91
FIGURA 5-16: COEFICIENTE REFLEXIÓN AJUSTADO DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1. ....	92
FIGURA 5-17: PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº2.....	94
FIGURA 5-18: COEFICIENTE REFLEXIÓN DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº2. ....	94
FIGURA 5-19: PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº3.....	95
FIGURA 5-20: COEFICIENTE REFLEXIÓN DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº3. ....	95
FIGURA 5-21: COEFICIENTE REFLEXIÓN AJUSTADO DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE LA ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº3. ....	96
FIGURA 5-22: ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1.....	97
FIGURA 5-23: COEFICIENTE REFLEXIÓN DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1.....	97
FIGURA 5-24: VARIACIÓN DE “LD” EN LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1 ....	98
FIGURA 5-25: VARIACIÓN DE “LM” EN LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1. ....	99
FIGURA 5-26: VARIACIÓN DE “LU” EN LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1.....	99
FIGURA 5-27: VARIACIÓN DE “L” EN LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1.....	100
FIGURA 5-28: VARIACIÓN DE LA UBICACIÓN DE LA VÍA EN LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1.....	100
FIGURA 5-29: COEFICIENTE REFLEXIÓN AJUSTADO DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1. ....	101
FIGURA 5-30: ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº3.....	102
FIGURA 5-31: COEFICIENTE REFLEXIÓN DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº3.....	103
FIGURA 5-32: COEFICIENTE REFLEXIÓN AJUSTADO DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº3. ....	104
FIGURA 5-33: ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x1. ....	105
FIGURA 5-34: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x1.....	106
FIGURA 5-35: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x1.....	106
FIGURA 5-36: ESTRUCTURA DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO UNA BARRERA EN EL PLANO DE LOS PARCHES. ....	107

FIGURA 5-37: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO UNA BARRERA EN EL PLANO DE LOS PARCHES. ....	107
FIGURA 5-38: ESTRUCTURA DE LA ANTENA MIMO 2x1 DIVIDIENDO EL PLANO DE MASA. ....	108
FIGURA 5-39: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 DIVIDIENDO EL PLANO DE MASA. ....	108
FIGURA 5-40: ESTRUCTURA DE LA ANTENA MIMO 2x1 SITUANDO UNA BARRERA EN LOS DOS PLANOS. ....	109
FIGURA 5-41: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 SITUANDO UNA BARRERA EN LOS DOS PLANOS. ....	109
FIGURA 5-42: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 AUMENTANDO LA ANCHURA DEL DIELECTRICO. ....	110
FIGURA 5-43: ESTRUCTURA DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO BARRERAS EN FORMA DE L. ....	110
FIGURA 5-44: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO BARRERAS EN FORMA DE L. ....	111
FIGURA 5-45: ESTRUCTURA DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO BARRERAS EN FORMA DE L ENCIMA DEL PLANO DE MASA. ....	111
FIGURA 5-46: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO BARRERAS EN FORMA DE L ENCIMA DEL PLANO DE MASA. ....	112
FIGURA 5-47: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO BARRERAS EN FORMA DE L ENCIMA DEL PLANO DE MASA. ....	112
FIGURA 5-48: ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x2. ....	113
FIGURA 5-49: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA. ....	114
FIGURA 5-50: COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA. ....	114
FIGURA 5-51: ESTRUCTURA DE LA ANTENA MIMO 2x2 AUMENTANDO LA LONGITUD Y. ....	115
FIGURA 5-52: COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA AUMENTANDO LA LONGITUD Y. ....	116
FIGURA 5-53: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA AUMENTANDO LA LONGITUD Y. ....	116
FIGURA 5-54: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA CON Y=120MM. ....	116
FIGURA 5-55: ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x1 OPTIMIZADA. ....	117
FIGURA 5-56: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 OPTIMIZADA. ....	117
FIGURA 5-57: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x1 OPTIMIZADA. ....	118
FIGURA 5-58: ESTRUCTURA DE LA VERSIÓN FINAL DE LA ANTENA MIMO 2x1. ....	119
FIGURA 5-59: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA VERSIÓN FINAL DE LA ANTENA MIMO 2x1. ....	120
FIGURA 5-60: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA VERSIÓN FINAL DE LA ANTENA MIMO 2x1. ....	120
FIGURA 5-61: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 4 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	121
FIGURA 5-62: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 4 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	122
FIGURA 5-63: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 6.25 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	122
FIGURA 5-64: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 6.25 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	123
FIGURA 5-65: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 10 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	123
FIGURA 5-66: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 10 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	124
FIGURA 5-67: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 15 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	124
FIGURA 5-68: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 15 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	125
FIGURA 5-69: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 20 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	125
FIGURA 5-70: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 20 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	126
FIGURA 5-71: ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x2 OPTIMIZADA. ....	127
FIGURA 5-72: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x2 OPTIMIZADA. ....	128
FIGURA 5-73: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA ANTENA MIMO 2x2 OPTIMIZADA. ....	128
FIGURA 5-74: ESTRUCTURA FINAL DE LAS ANTENAS MIMO 2x2 UWB CON FILTROS DE RECHAZO DE BANDAS. ....	129
FIGURA 5-75: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LAS ANTENAS MIMO 2x2 UWB CON FILTROS DE RECHAZO DE BANDAS. ....	130
FIGURA 5-76: COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN DE LAS ANTENAS MIMO 2x2 UWB CON FILTROS DE RECHAZO DE BANDAS. ....	130
FIGURA 5-77: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 4 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	131
FIGURA 5-78: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 4 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	132
FIGURA 5-79: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 6.25 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	132
FIGURA 5-80: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 6.25 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	133
FIGURA 5-81: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 10 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	134
FIGURA 5-82: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 10 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	134
FIGURA 5-83: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 15 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	135
FIGURA 5-84: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 15 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	136
FIGURA 5-85: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 20 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	136
FIGURA 5-86: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D A 20 GHz EN LAS ANTENAS MIMO 2x2. ....	137
FIGURA A-0-1: LÍNEA DE ALIMENTACIÓN EMPLEADA PARA EL DISEÑO DE LOS FILTROS EBG. ....	I
FIGURA A-0-2: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN. ....	I
FIGURA A-0-3: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN. ....	II
FIGURA A-0-4: IMPEDANCIA DE REFERENCIA EN EL PUERTO DE SIMULACIÓN. ....	II



# ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: DESCRIPCIÓN DE LOS PARÁMETROS S EN UNA RED DE 2 PUERTOS.....	17
TABLA 2-2: BANDAS DE FRECUENCIAS .....	22
TABLA 2-3: BANDAS DE FRECUENCIAS EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS .....	23
TABLA 4-1: PARÁMETROS FILTRO EBG 3.5 GHz.....	48
TABLA 4-2: PARÁMETROS FILTRO EBG 5.5 GHz.....	50
TABLA 4-3: PARÁMETROS FILTRO EBG 7.5 GHz.....	51
TABLA 4-4: PARÁMETROS DISEÑO EN CONJUNTO FILTROS EBG UNITARIOS .....	52
TABLA 4-5: PARÁMETROS FILTRO M-EBG 3.5 GHz – 5.5 GHz. ....	55
TABLA 4-6: PARÁMETROS FILTRO M-EBG 3.5 GHz – 7.5 GHz. ....	60
TABLA 4-7: PARÁMETROS FILTRO M-EBG 5.5 GHz – 7.5 GHz. ....	62
TABLA 4-8: PARÁMETROS FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº1. ....	66
TABLA 4-9: PARÁMETROS DEL FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº2.....	73
TABLA 4-10: PARÁMETROS FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº2 SEGUNDA APROXIMACIÓN.....	74
TABLA 4-11: PARÁMETROS FILTRO TRIPLE BANDA ELIMINADA VERSIÓN Nº3.....	77
TABLA 5-1: PARÁMETROS PRIMERA APROXIMACIÓN ANTENA UWB.....	82
TABLA 5-2: PARÁMETROS DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA. ....	84
TABLA 5-3: PARÁMETROS SEGUNDA VERSIÓN DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA. ....	85
TABLA 5-4: VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1.....	92
TABLA 5-5: COMPARACIÓN OBJETIVOS PROPUESTOS Y RESULTADOS SIMULADOS EN LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº1. ....	93
TABLA 5-6: VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE ANTENA UWB CON EL FILTRO Nº3.....	96
TABLA 5-7: VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1. ....	101
TABLA 5-8: COMPARACIÓN OBJETIVOS PROPUESTOS Y RESULTADOS SIMULADOS EN LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº1. ....	102
TABLA 5-9: VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LA ANTENA UWB OPTIMIZADA CON EL FILTRO Nº3. ....	103
TABLA 5-10: PARÁMETROS DE LA ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x1.....	106
TABLA 5-11: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO UNA BARRERA EN EL PLANO DE LOS PARCHES.....	107
TABLA 5-12: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x1 DIVIDIENDO EL PLANO DE MASA.....	108
TABLA 5-13: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x1 SITUANDO UNA BARRERA EN LOS DOS PLANOS.....	109
TABLA 5-14: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x1 AUMENTANDO LA ANCHURA DEL DIELECTRICO.....	110
TABLA 5-15: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO BARRERAS EN FORMA DE L.....	111
TABLA 5-16: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x1 AÑADIENDO BARRERAS EN FORMA DE L ENCIMA DEL PLANO DE MASA. ....	112
TABLA 5-17: COMPARACIÓN OBJETIVOS PROPUESTOS Y RESULTADOS SIMULADOS EN LA PRIMERA APROXIMACIÓN DE ANTENA MIMO UWB 2x1.....	113
TABLA 5-18: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA.....	114
TABLA 5-19: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA AUMENTANDO LA LONGITUD Y.....	115
TABLA 5-20: COMPARACIÓN OBJETIVOS PROPUESTOS Y RESULTADOS SIMULADOS DE LA ANTENA MIMO 2x2 DE REFERENCIA. ....	117
TABLA 5-21: PARÁMETROS DE LA ANTENA MIMO 2x1 OPTIMIZADA. ....	118
TABLA 5-22: PARÁMETROS DE LA VERSIÓN FINAL DE LA ANTENA MIMO 2x1. ....	119
TABLA 5-23: COMPARACIÓN OBJETIVOS PROPUESTOS Y RESULTADOS SIMULADOS DE LA VERSIÓN FINAL DE LA ANTENA MIMO 2x1. ....	121
TABLA 5-24: VALORES DE DIRECTIVIDAD Y GANANCIA EN LAS ANTENAS MIMO 2x1. ....	126
TABLA 5-25: PARÁMETROS DE LA ESTRUCTURA DE REFERENCIA DE LA ANTENA MIMO 2x2 OPTIMIZADA.....	127
TABLA 5-26: PARÁMETROS DE LAS ANTENAS MIMO 2x2 UWB CON FILTROS DE RECHAZO DE BANDAS. ....	129
TABLA 5-27: COMPARACIÓN OBJETIVOS PROPUESTOS Y RESULTADOS SIMULADOS DE LAS ANTENAS MIMO 2x2 UWB CON FILTROS DE RECHAZO DE BANDAS. ....	131
TABLA 5-28: VALORES DE DIRECTIVIDAD Y GANANCIA EN LAS ANTENAS MIMO 2x2.....	137





# 1 Introducción

---

## 1.1 Motivación

En la actualidad existe una tendencia global en la sociedad de mantenernos cada vez más conectados unos con otros y con todo lo que nos rodea, y es por ello que las comunicaciones entran en juego como uno de los factores más importantes a la hora de continuar con esa tendencia. Por ello, es necesario que tanto la tecnología como los dispositivos que hacen posible estas comunicaciones se encuentren en constante evolución, mejorando su funcionamiento con el paso del tiempo supliendo las necesidades marcadas por la sociedad.

Entre las tecnologías de comunicación inalámbrica de área local más empleadas en la actualidad se encuentran *Bluetooth* y *Wi-Fi*. Ambas tecnologías presentan ciertas deficiencias, tales como la baja velocidad de transmisión de datos y la seguridad de estos, así como la autonomía en su funcionamiento. Este hecho motiva el surgimiento de una tecnología capaz de mejorar notablemente estas deficiencias, como la tecnología *Ultra Wide Band* (UWB), que a pesar de ser nueva en el ámbito civil es una tecnología con gran tradición en el campo militar. Debido a esto, se trata de una tecnología muy probada en muchas aplicaciones y diversos escenarios.

UWB es capaz de ofrecer una comunicación extremadamente segura manejando una gran capacidad de datos en cortas distancias debido a la banda frecuencial ultra ancha, funcionando en niveles muy bajos de transmisión de potencia. No obstante, en zonas de interior su funcionamiento se ve perjudicado por el fenómeno conocido como la propagación multi-camino. Este inconveniente es aprovechado por los sistemas MIMO (*Multiple-Input-Multiple-Output*) para convertirlo en una ventaja. Como su propio nombre indica, MIMO requiere el uso de varias antenas transmisoras y receptoras que funcionan simultáneamente, explotando el fenómeno del multi-camino para proporcionar una tasa de transmisión de datos muy alta. Además, el funcionamiento en conjunto de la tecnología MIMO con la tecnología UWB ofrece otras ventajas, como la mitigación de interferencias, la mejora en la calidad del enlace de comunicación, un rango de cobertura extendido y reducción de requisitos de hardware analógico.

No obstante, a medida que se producen avances en tecnología inalámbrica se endurecen también los requisitos técnicos. Por un lado, la tecnología UWB se ve afectada por otros sistemas de comunicaciones de banda estrecha actuales que causarán interferencias no deseadas, como las ocasionadas por las bandas de 5G de 3.5GHz, WLAN y la banda X. Por otro lado, ya que cada vez se requieren diseños más compactos, los tamaños en los diseños de MIMO también se deben reducir. Sin embargo, al colocar los elementos tan próximos aumenta el acoplamiento producido entre ellos, lo que implica que se deban aplicar técnicas que minimicen el acoplamiento mutuo.

Por tanto, en este TFM se propone el diseño de antenas MIMO basadas en la tecnología UWB que sean capaces de filtrar las bandas de 3.5GHz de 5G, WLAN y banda X para que no causen interferencia con la tecnología UWB, ofreciendo además un buen nivel de aislamiento entre las distintas antenas con el tamaño de diseño más reducido posible.

## **1.2 Objetivos**

El objetivo principal de este TFM radica en el diseño de antenas MIMO altamente aisladas basadas en la tecnología UWB, tecnología que cubre la banda de 3.1 GHz a 10.6 GHz, pero cuya banda de trabajo será ampliada hasta los 20 GHz para cubrir el mayor número de sistemas posibles.

Además, como se ha comentado anteriormente, las antenas basadas en la tecnología UWB que cubren una banda de frecuencias extensa pueden tener problemas de interferencias con otros sistemas. Es por ello necesario la integración de elementos que eliminen las bandas que más puedan perjudicar el funcionamiento del sistema.

Debido a que el tipo de antenas utilizadas en esta tecnología presentan determinadas características de integración, los filtros encargados de la eliminación de las bandas se integran a la estructura de la antena. En este sentido, lo más habitual es integrar una estructura por cada banda que se quiera eliminar, e incluso en algunos casos se eliminan dos bandas simultáneamente con tan sólo una estructura integrada. En este TFM en concreto, se propone el diseño de una sola estructura que sea capaz de eliminar tres bandas de frecuencia, como las comentadas anteriormente.

Concretamente, los objetivos que se persiguen en la realización de este TFM para alcanzar el objetivo final son los siguientes:

- Estudio del estado del arte de la tecnología UWB y tecnología MIMO.
- Diseño de elementos UWB que cubran la banda de trabajo de 3.1 GHz a 20 GHz.
- Diseño de filtros basados en estructuras EBG (Electromagnetic Band Gap): Diseño de filtros EBG que eliminen una banda por cada estructura, diseño de filtros EBG modificados que eliminen dos bandas por cada estructura y finalmente el diseño de varios filtros EBG modificados que eliminen simultáneamente tres bandas de frecuencia por cada estructura unitaria.
- Integración de los filtros EBG diseñados en la estructura de las antenas iniciales para la eliminación de las interferencias con otros sistemas de comunicación ya comentados.
- Diseño de antenas MIMO 2x1 y 2x2 altamente aisladas empleando la estructura diseñada anteriormente mediante la integración del filtro de triple banda eliminada a la estructura de la antena UWB.

## **1.3 Organización de la memoria**

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- En capítulo 1 se introduce una motivación en la que se refleja la importancia de la tecnología MIMO UWB y de la necesidad de su desarrollo. También se definen los objetivos que se pretenden cumplir con la realización de este TFM.
- En el capítulo 2 se hace referencia a los conceptos teóricos involucrados en el diseño de antenas, necesarios para entender los desarrollos propuestos en este TFM.
- En el capítulo 3 se describen los fundamentos y características principales que involucran las tecnologías UWB y MIMO, comentando en el estado del arte desarrollos actuales en la tecnología. Además, también se

presentan los conceptos fundamentales de la tecnología EBG en la que se basa el diseño de filtros realizado en este TFM.

- En el capítulo 4 se lleva a cabo el proceso de diseño de varios prototipos de filtros basados en la tecnología EBG. Se realizan desde diseños simples basados en estructuras unitarias capaces de eliminar una banda por cada estructura a diseños más complejos de estructuras unitarias modificadas capaces de eliminar dos o incluso tres bandas por cada estructura, como los diseños que se proponen en este TFM como novedad.

- En el capítulo 5 se detalla el proceso de diseño completo de las antenas MIMO para sistemas UWB con filtros de rechazo en banda 5G de 3.5 GHz, WLAN y banda X. Para ello, en primer lugar, se comentan los criterios con los que se realizarán los diseños. En segundo lugar, se detalla el proceso de diseño de distintas versiones de antenas UWB unitarias. A continuación, se comentan los resultados de integrar los filtros diseñados en el capítulo 4 a las antenas unitarias, y las modificaciones necesarias correspondientes. Por último, se comenta el proceso de diseño de las distintas configuraciones de antenas MIMO, que parten de los diseñados unitarios anteriores.

- En el capítulo 6 se comentan las conclusiones finales obtenidas en la realización de este trabajo fin de máster y se proponen futuras líneas de trabajo en el campo de las antenas MIMO para sistemas UWB.



## 2 Fundamentos conceptuales de antenas

---

### 2.1 Introducción

Las antenas son las partes de los sistemas de telecomunicación específicamente diseñadas para radiar o recibir ondas electromagnéticas, formando enlaces punto a punto difundiendo las señales en los sistemas de comunicación.

Para describir el comportamiento de una antena se necesitan definir una serie de parámetros. Algunos de estos parámetros están relacionados entre sí y no todos se deben especificar para una descripción completa del rendimiento de la antena.

Algunos de estos parámetros y otros conceptos serán introducidos en este capítulo para la correcta comprensión del resto de capítulos presentados en este TFM.

#### 2.1.1 Breve reseña histórica

El primer sistema de comunicación eléctrica fue la telegrafía, introducida en 1844, seguido de la telefonía en el año 1878. En estos primeros sistemas, las señales se enviaban por líneas de transmisión formadas por dos hilos conductores, que conectaban al emisor con el receptor.

La teoría fundamental de las antenas surgió a partir de los desarrollos matemáticos introducidos por James C. Maxwell, en 1854, que fueron posteriormente corroborados por los experimentos realizados por Heinrich R. Hertz, en 1887, que construyó un sistema experimental basado en una fuente resonante a 75 MHz y un receptor formado por una espira abierta con un pequeño hueco sobre el que saltaban chispas, hecho que confirmaba la transmisión de energía entre ambos circuitos. En 1897, Guglielmo Marconi también corroboró los desarrollos de James C. Maxwell diseñando los primeros sistemas de radiocomunicaciones.

La primera comunicación transoceánica tuvo lugar en 1901, y seis años más tarde en 1907 ya existían servicios comerciales de comunicaciones.

Hasta los años 40, la tecnología de las antenas se centró en elementos radiantes de hilo, a frecuencias hasta UHF. Inicialmente se utilizaban frecuencias de transmisión entre 50 y 100 kHz, por lo que las antenas eran pequeñas comparadas con la longitud de onda hasta el descubrimiento del triodo por De Forest, momento en el que se pudo empezar a trabajar a frecuencias entre 100 kHz y algunos MHz, con tamaños de antenas comparables a la longitud de onda.

A consecuencia de la Segunda Guerra Mundial se desarrollaron nuevos elementos radiantes (como guía de ondas, bocinas, reflectores, etc) para aplicaciones radar a frecuencias de microondas (~GHz).

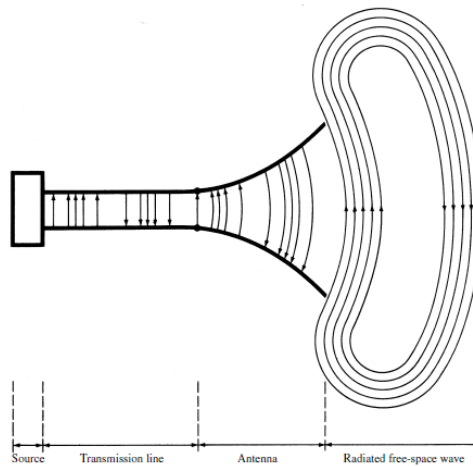
En las décadas de 1960 a 1980 los avances en arquitectura y tecnología de computadores tuvieron un gran impacto en el desarrollo de la moderna teoría de antenas, donde el desarrollo de los métodos numéricos permitió el análisis de estructuras inabordables por métodos analíticos. Desde aquel entonces también se impulsó el desarrollo de las comunicaciones por satélite.

Todo este desarrollo se ha impulsado hasta la actualidad, y ha permitido optimizar el proceso de diseño de las antenas, pasando de métodos de prueba y error a la actualidad donde se consigue pasar del diseño teórico al prototipo final sin necesidad de pruebas intermedias.

### 2.1.2 Definición de antena

Según el “Institute of Electrical and Electronics Engineers” (IEEE) una antena se define como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983) [1], que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio.

Sus formas son muy variadas, y todas ellas tienen como común denominador ser una transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y el espacio libre, tal y como se muestra en la **Figura 2.1**, figura extraída de la ref. [1], a la vez que distribuye la energía radiada en las distintas direcciones del espacio con un cierto carácter direccional, que dependerá de la aplicación concreta.



**Figura 2-1: Antena como dispositivo de transmisión [1].**

En definitiva, las dos misiones básicas de una antena son las de transmitir y recibir. Estas misiones imponen para cada aplicación una serie de condiciones particulares sobre:

- Su capacidad de radiar o recibir de unas determinadas direcciones (direccionalidad).
- La frecuencia o banda de frecuencias de trabajo.
- Los niveles de potencia que debe soportar.
- La eficiencia de la antena.

En cuanto a las características básicas de la antena, estas dependen de la relación entre las dimensiones físicas de la antena y la longitud de la onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida. En este caso se puede distinguir entre:

- Antenas elementales: Cuando sus dimensiones son mucho más pequeñas que la longitud de onda.
- Antenas resonantes: Cuando sus dimensiones se encuentran en torno a media longitud de onda.
- Antenas direccionales: Cuando sus dimensiones son mucho más grandes que la longitud de onda.

## 2.2 Parámetros básicos de una antena

Son aquellos parámetros que pueden ser medidos y definidos de acuerdo con el standard del IEEE 145-1973, que describen la antena y permiten evaluar el efecto sobre un sistema determinado. Se pueden distinguir dos tipos:

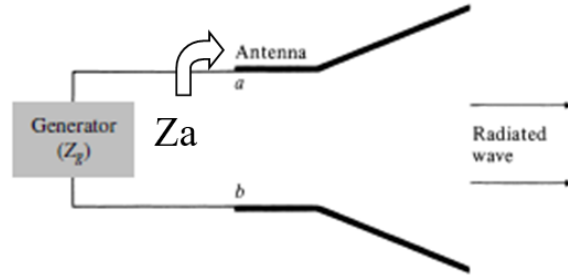
- Parámetros circuitales: Impedancia, coeficiente de reflexión y adaptación, eficiencia y ancho de banda.
- Parámetros direccionales: Directividad, ganancia, diagrama de radiación y polarización.

La mayoría de estos parámetros son definidos en transmisión, aunque también son válidos en recepción.

En este apartado se detallarán los parámetros que describen en mayor medida las antenas diseñadas en este TFM.

### 2.2.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada se define como "la impedancia presentada por una antena en sus bornas o la relación del voltaje respecto a la corriente en un par de terminales" [1]. No obstante, la línea de transmisión que une la antena al generador también puede considerarse parte de la antena. Por lo general, esta línea se diseña de tal forma que la impedancia vista en los terminales del conjunto línea-antena sea similar a la vista en bornas de la antena. En la **Figura 2-2** estos terminales se definen como a-b.



**Figura 2-2: Impedancia de entrada a la antena**

La relación entre el voltaje y corriente en esos terminales, sin carga adjunta, definen la impedancia de entrada a la antena como:

$$Z_A(w) = R_a(w) + jX_a(w) \quad (2.1),$$

donde  $Z_A$  es la impedancia de la antena entre los terminales a y b,  $R_a$  es la resistencia de la antena entre los terminales a y b (parte real de la impedancia) y  $X_a$  la reactancia (parte imaginaria). Todos estos términos dependen de la frecuencia. Por lo general se diseña de modo que  $X_a = 0$ , de modo que la impedancia no tiene una parte reactiva a una determinada frecuencia y se puede decir que la antena es resonante.

La resistencia de la antena ( $R_a$ ), se puede separar en una resistencia de pérdidas ( $R_l$ ), asociada a las pérdidas óhmicas debida a los conductores y otra de radiación ( $R_r$ ), asociada a la pérdida de potencia neta hacia el espacio debida a la radiación, de modo que su valor es  $R_a = R_l + R_r$ .

Ambas resistencias se relacionan con las potencias radiadas ( $P_r$ ) y disipadas ( $P_l$ ) por la antena, cuya suma determina la potencia entregada a la antena.

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.2)$$

$$P_l = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_l \quad (2.3),$$

donde  $I_0$  es el valor de la corriente de entrada a la antena.

Dado a la existencia de pérdidas en la antena, no toda la potencia entregada por el transmisor se radia. Por esta razón, podemos hablar de rendimiento o eficiencia de la antena como la relación entre la potencia total radiada y la potencia entregada a la antena:

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad (2.4)$$

Por último, dado que la impedancia de entrada a la antena es una función de frecuencia, la antena se emparejará con la línea de transmisión y otro equipamiento asociado solo dentro de un ancho de banda. Además, la impedancia de entrada de la antena depende de otros factores, como la geometría de la antena, su método de excitación y su proximidad a los objetos circundantes.

### 2.2.2 Parámetros S (parámetros de dispersión o Scattering)

Las antenas, al ser circuitos de microondas, se pueden caracterizar como una red de dos puertos. Uno de esos puertos sería el puerto físico de entrada a la antena (con valor típico de  $50\Omega$ ) y el otro sería un puerto físico de radiación.

A estas frecuencias de microondas, la medida de tensiones y corrientes no es sencilla e incluso bajo ciertas circunstancias puede que no exista unicidad en la definición de ambas. Además, estas magnitudes suelen jugar un papel secundario ya que el papel principal lo juega la potencia, que es más sencilla de caracterizar y medir.

Métodos de caracterización de circuitos de microondas como el cálculo de los parámetros Z, Y o ABCD implican el uso de estas magnitudes de tensión y corriente en sus cálculos, imponiendo en sus puertos condiciones de circuito abierto o de cortocircuito, lo cual aparte de ser bastante difícil de obtener a altas frecuencias pueden llevar a la destrucción del dispositivo o a generar radiación. Además, ciertos circuitos como el transformador ideal se hacen singulares al imponer estas condiciones.

Todas estas consideraciones conducen a la definición de los parámetros S o de dispersión para caracterizar los circuitos de microondas, que se basan en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de los dos puertos y son válidos a cualquier frecuencia.



Figura 2-3: Esquema de red de 2 puertos con ondas incidentes y reflejadas



Como se puede observar en la **Figura 2-3** las ondas  $a_n$  representan las ondas incidentes a la red, y  $b_n$  las ondas reflejadas o salientes de la red, donde  $n$  indica el número del puerto. Estas ondas de potencia incidente y reflejada en las puertas son proporcionales respectivamente a las ondas de tensión incidente y reflejada en dichas puertas.

En una red de dos puertas como la mostrada en la figura anterior, existen 4 parámetros S cuya relación entre ellos se definen de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Que resolviendo las matrices en forma de ecuación se obtiene:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Para el cálculo de cada uno de los cuatro parámetros  $S_{nm}$  es necesario que se cargue cada par de terminales con su impedancia de referencia excepto al terminal m-ésimo al que se conectaría un generador que produzca la onda incidente  $a_m$ .

$$S_{nm} = \left( \frac{b_n}{a_m} \right)_{a_k=0, k \neq m} \quad (2.7)$$

En resumen, el significado físico de cada uno de los cuatro parámetros en una red de 2 puertos sería el indicado en la **Tabla 2-1**.

Parámetro	Definición	Fórmula	Descripción
$S_{11}$	Reflexión en el puerto 1	$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{a_2=0}$	Cantidad de potencia que se refleja en el puerto 1 cuando se carga la red por dicho puerto
$S_{12}$	Transmisión del puerto 2 al 1	$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{a_1=0}$	Cantidad de potencia que se transmite al puerto 1 cuando se carga la red por el puerto 2
$S_{21}$	Transmisión del puerto 1 al 2	$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{a_2=0}$	Cantidad de potencia que se transmite al puerto 2 cuando se carga la red por el puerto 1
$S_{22}$	Reflexión en el puerto 2	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$	Cantidad de potencia que se refleja en el puerto 2 cuando se carga la red por dicho puerto

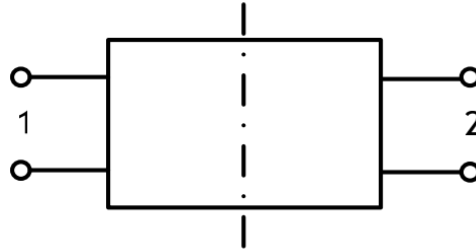
**Tabla 2-1: Descripción de los parámetros S en una red de 2 puertos**

Todo esto se puede extender a una red de N puertos, donde se aumentaría la dimensión de la matriz que relacionaría cada uno de los parámetros y por ello el número de ecuaciones a resolver.

En particular, el diseño de la configuración 2x1 de antenas MIMO de este TFM, que se tratará en el **apartado 5.4**, se correspondería a una red simétrica de dos puertas. A su vez, el diseño de la configuración 2x2 de antenas MIMO de este TFM, que se tratará en el

**apartado 5.4**, se correspondería a una red simétrica de cuatro puertas con dos planos de simetría. La importancia de que una red de N puertas sea simétrica en alguno de sus planos reside en la reducción del número de cálculos para la obtención de todos los parámetros S, ya que en una red de 2 puertas con un plano de simetría como la mostrada en la **Figura 2-4**, figura extraída de la ref. [2], se tiene que:

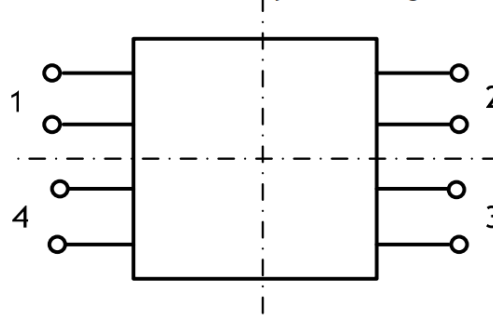
$$\begin{cases} s_{11} = s_{22} \\ s_{12} = s_{21} \end{cases} \quad (2.8)$$



**Figura 2-4: Red de 2 puertas con 1 plano de simetría [2]**

Del mismo modo, en una red de cuatro puertas con dos planos de simetría como la mostrada en la **Figura 2-5**, figura extraída de la ref. [2], se tiene que:

$$\begin{cases} s_{11} = s_{22} = s_{33} = s_{44} \\ s_{12} = s_{43} = s_{21} = s_{34} \\ s_{13} = s_{24} = s_{31} = s_{42} \\ s_{14} = s_{23} = s_{41} = s_{32} \end{cases} \quad (2.9)$$

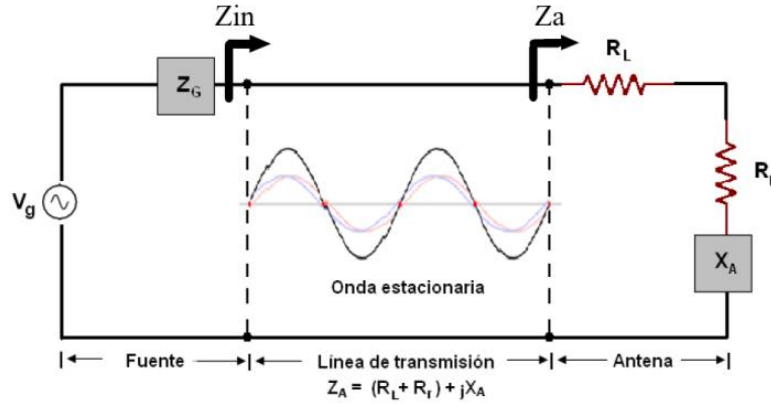


**Figura 2-5: Red de 4 puertas con 2 planos de simetría [2]**

Esta propiedad de simetría en los parámetros S ha permitido que en el diseño de las antenas MIMO de este TFM se reduzca el tiempo de simulación de los parámetros S, ya que tanto en el caso de la configuración MIMO 2x1 cómo en la configuración MIMO 2x2 sólo será necesario la excitación de un puerto para el cálculo de todos los parámetros. Estos parámetros son de vital importancia para el diseño de estas configuraciones, ya que nos permiten conocer el aislamiento entre cada uno de los elementos de la configuración MIMO y la reflexión en cada elemento.

### 2.2.3 Adaptación de impedancias y potencia entregada

Tanto en transmisión como en recepción, la antena suele estar conectada a una línea de transmisión, o bien directamente al transmisor o bien al receptor, como se muestra en la **Figura 2-6**, donde se tiene una línea de transmisión de impedancia característica  $Z_0$  que conecta una fuente de impedancia  $Z_g = R_g + jX_g$  a una antena de impedancia característica  $Z_a = (R_L + R_r) + jX_A$ .



**Figura 2-6: Esquema línea de transmisión, generador y antena**

Para medir el grado de reflexión de la potencia en una carga, se emplea el parámetro de dispersión  $S_{11}$  que nos da una idea acerca de la transferencia de potencia que se produce hacia la antena, ya que relaciona la amplitud de onda reflejada con la amplitud de la onda incidente (como se detalló en el apartado 2.2.2). En términos de impedancia se puede definir el coeficiente de reflexión como:

$$S_{11} = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.10)$$

La potencia de entrada a la red se define como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.11)$$

A partir de esta potencia de entrada, se producirá máxima transferencia de potencia del generador a la carga cuando haya adaptación de impedancias entre generador y carga, es decir, que haya adaptación conjugada de modo que  $Z_g = Z_{in}^*$ . Sin embargo, este hecho no da la seguridad de que no exista reflexión en los terminales ( $s_{11} = 0$ ). Las dos situaciones descritas pueden darse simultáneamente sólo si  $Z_g$  y  $Z_0$  son reales. En este caso, el generador entrega la máxima potencia a la línea de transmisión y sustituyendo en (2.11) se puede obtener la expresión de la potencia máxima disponible:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_{in}^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.12)$$

Dado un generador y una carga, en general no estarán adaptados y habrá que utilizar redes intermedias. En el caso de este TFM, la carga será la antena UWB y la red intermedia consistirá en un *taper* (que se verá en detalle en el **apartado 5.2** de este documento) que se encarga de mejorar la adaptación de la impedancia de la antena con la de la línea de alimentación de la antena.

No obstante, la adaptación se realiza sobre una frecuencia en particular, de modo que la adaptación a una frecuencia no implica nada sobre si a otras frecuencias el circuito estará adaptado. Esto afecta particularmente a los diseños implicados en este TFM, ya que el trabajar en un amplio rango frecuencial (3-20GHz) y al variar la impedancia de la antena según la frecuencia, se tendrán que diseñar los parámetros característicos de modo que se consiga unos niveles de adaptación deseada en todo el rango de frecuencias y no en una frecuencia en particular, como se verá en detalle más adelante.

### 2.2.4 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como "el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de la antena, con respecto a alguna característica, se ajusta a un determinado estándar.". [1]. El ancho de banda puede considerarse como el rango de frecuencias, ya sea en lado de una frecuencia central (generalmente la frecuencia de resonancia para un dipolo), donde las características de la antena (como la impedancia de entrada, ancho de haz, polarización, nivel de lóbulos laterales, ganancia, dirección del haz, etc) están dentro de un valor aceptable sobre la frecuencia central. Para antenas de banda ancha, como en el caso de este TFM, el ancho de banda suele ser expresado como la relación de las frecuencias superior a inferior de operación aceptable.

Debido a que las características de la antena no varían de la misma manera e incluso en algunos casos se ven afectadas de manera notable por la frecuencia, no existe una caracterización única del ancho de banda, sino que se puede caracterizar según el parámetro en cuestión.

### 2.2.5 Otros parámetros

Otros parámetros que definen el comportamiento de una antena, pero que no han formado parte dentro de los objetivos específicos perseguidos por este TFM, son los descritos brevemente a continuación.

- **Diagrama de radiación:** El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades direccionales de radiación de la antena a grandes distancias. En estas distancias, el campo magnético es directamente proporcional al campo eléctrico y la representación podría desarrollarse a partir de este último. En este sentido, el plano E (plano que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección) y el plano H (plano formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección), constituyen los planos más representativos. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena.

- **Densidad de potencia:** La densidad de potencia radiada se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección.

- **Directividad:** Se puede definir como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección a una distancia dada y la densidad de potencia, que radiaría a esa misma distancia, una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena. Si no se especifica la dirección angular se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación.

- **Ganancia:** La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica a igualdad de distancia y potencia entregada a la antena. No obstante, mientras que en la definición de directividad se habla de potencia radiada por la antena, en la definición de ganancia se habla de la potencia que se le entrega a la antena. La diferencia entre ambas es la potencia disipada por la antena.

- **Eficiencia:** La eficiencia se puede definir como la relación entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada a la misma, es decir, la relación entre la ganancia y la directividad. Si una antena no tiene pérdidas, la directividad y la ganancia son iguales. Se puede obtener también a partir de las resistencias de radiación y óhmicas teniendo en cuenta que es la relación entre la potencia total radiada y la potencia entregada a la antena. El valor de la eficiencia se encuentra entre 0 y 1.

- **Polarización:** La polarización de una antena indica la forma geométrica que traza el extremo del vector campo eléctrico a una cierta distancia de la antena, al variar en el tiempo. Para ondas con variación sinusoidal dicha figura es en general una elipse. Existe un parámetro conocido con el nombre de Relación Axial que permite conocer el tipo de polarización bajo estudio. Si la figura trazada es una recta, la onda se denomina linealmente polarizada ( $AR=\infty$ ). Si la figura es un círculo, circularmente polarizada ( $AR=1$ ). El sentido de giro del campo eléctrico determina si la onda esta polarizada circularmente a derechas, si este coincide con el giro de las agujas del reloj, o a izquierdas en caso contrario.

## 2.3 Bandas del espectro electromagnético

Las bandas de frecuencias se definen como intervalos de frecuencias del espectro electromagnético asignados a diferentes usos dentro de las radiocomunicaciones. Su utilización está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) y abarca el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas en orden creciente de frecuencias (decreciente en longitudes de onda).

En función del empleo al que están destinadas, se clasifican las ondas en las siguientes bandas de frecuencias:

<b>Sigla</b>	<b>Denominación</b>	<b>Longitud de onda</b>	<b>Rango de frecuencias</b>	<b>Uso típico</b>
VLF	Frecuencias muy bajas	100-10 km	3kHz-30kHz	Radioenlaces a gran distancia
LF	Frecuencias bajas	10-1 km	30kHz-300kHz	Radioenlaces a gran distancia, navegación aérea y marítima
MF	Frecuencias medias	1 km -100m	300kHz-3MHz	Radiodifusión
HF	Frecuencias altas	100 m - 10 m	3MHz - 30 MHz	Radiodifusión de onda corta, comunicaciones a media y larga distancia
VHF	Frecuencias muy altas	10 m - 1 m	30MHz - 300MHz	TV, radio FM, radioenlaces corta distancia
UHF	Frecuencias ultra altas	1 m - 10 cm	300 MHz - 3 GHz	TV, ayuda a la navegación, telefonía móvil, radioenlaces
SHF	Frecuencias super altas	10 cm - 1 cm	3 GHz - 30 GHz	Radar, radioenlaces
EHF	Frecuencias extra altas	1 cm - 1 mm	30 GHz - 300 GHz	Radar, radioenlaces

**Tabla 2-2: Bandas de frecuencias**

Las ondas de frecuencias situadas entre 1 y 300 GHz son denominadas microondas, incluidas en las bandas UHF, SHF y EHF dentro del espectro electromagnético. Dentro de las microondas existe otra división del espectro en bandas de frecuencia, tal y como se muestra en la **Tabla 2-3**:

<b>Banda</b>	<b>Frecuencia mínima</b>	<b>Frecuencia máxima</b>	<b>Longitud de onda mínima</b>	<b>Longitud de onda máxima</b>
L	1GHz	2GHz	30 cm	15cm
S	2GHz	4GHz	15 cm	7.5 cm
C	4GHz	8GHz	7.5 cm	3.75 cm
X	8GHz	12.4GHz	3.75 cm	2.42 cm
Ku	12.4GHz	18GHz	2.42 cm	1.66 cm
K	18GHz	26.5GHz	1.66 cm	11.1 mm
Ka	26.5GHz	30 GHz	11.1 mm	7.5 mm
Mm	30 GHz	300 GHz	7.5 mm	1 mm

**Tabla 2-3:Bandas de frecuencias en el rango de las microondas**

Específicamente, en este TFM se tratará de filtrar una de las tres bandas (700MHz, 3.5GHz y 26GHz) que ocupará el estándar de comunicaciones móviles 5G. Esa banda es la de 3.5GHz, que comprende el espectro desde los 3.4GHz a los 3.8GHz. Por otro lado, también se tratará de filtrar la banda de WLAN, con los canales comprendidos entre 5 GHz y 6 GHz. Por último, la última banda que se tratará de filtrar es la correspondiente a los servicios de comunicación por satélite en banda-X de 7 GHz a 8.5GHz (enlace descendente: 7.25–7.745 GHz, enlace ascendente: 7,9–8,395 GHz).

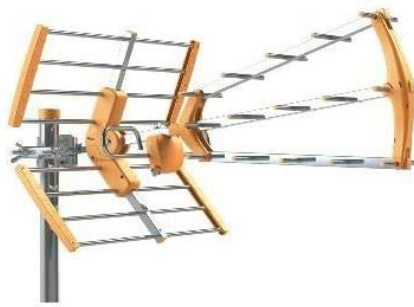
Todas estas bandas se tratarán de filtrar para que no interfieran en la banda de trabajo del sistema UWB diseñado en este TFM, dado que también operan dentro del rango de frecuencias de UWB, tal y como se ha comentado previamente en el **capítulo 1**. El proceso de diseño de los filtros y su comportamiento al ser integrados a los diseños de la antena se tratarán en los **capítulos 4 y 5**.

## **2.4 Tipos de antenas**

En este apartado se describirán los tipos más comunes de antenas existentes. Concretamente, en primer lugar, se describirán brevemente las antenas de hilo, antenas de apertura, antenas reflectoras y las antenas de array. En segundo lugar y de forma más detallada, se describirán las antenas de parche, basadas en la tecnología microstrip, con las que se han diseñado las antenas de este TFM.

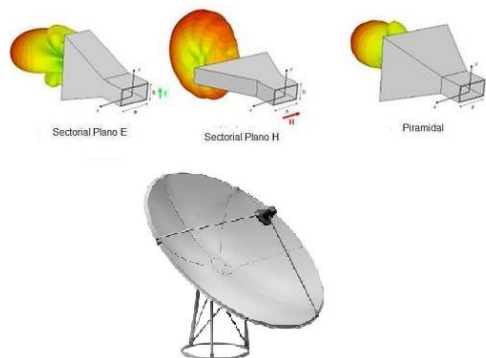
### **2.4.1 Antenas de hilo, apertura, reflectoras, lentes y antenas de array**

- **Antenas de hilo:** Son antenas construidas con hilos conductores eléctricamente finos (conductores de hilo con una sección que es despreciable si se compara con su longitud de onda). Ejemplos de antenas de este tipo son los monopolos, los dipolos, las antenas en espira o las antenas helicoidales.



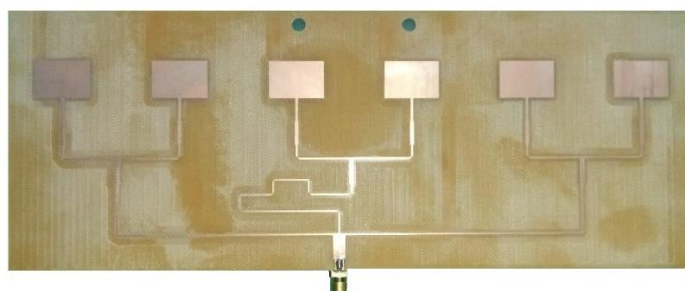
**Figura 2-7: Antena de Yagi.**

- **Antenas de apertura y reflectoras:** Las antenas de apertura se definen como antenas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético, concentrando la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección determinada. Ejemplos de antenas de este tipo son las antenas de bocina o las antenas parabólicas, mostradas en la **Figura 2-8**.



**Figura 2-8: Antenas de bocina (arriba) y parabólica (abajo).**

- **Antenas de array:** Las antenas de array están formadas por un conjunto de antenas idénticas que forman una única antena con un solo diagrama de radiación, obteniendo características de radiación que pueden no ser alcanzables por un solo elemento. La disposición de las antenas en el array puede ser tal que la radiación de cada uno de los elementos se suma para dar un máximo de radiación en una dirección en particular. Un ejemplo de antenas de array es el mostrado en la **Figura 2-9**.



**Figura 2-9: Array de antenas de parche.**

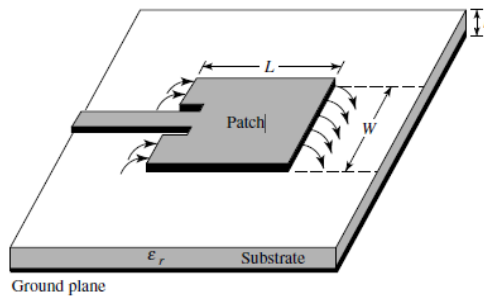


### 2.4.2 Antenas de parche

Las antenas de tipo parche están basadas en la tecnología de líneas microstrip (para ello, se eligen las dimensiones de la estructura de forma que se disipe potencia en forma de radiación) y su utilización está muy extendida en aplicaciones aeronáuticas, militares, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas y para frecuencias de microondas y ondas milimétricas de forma general.

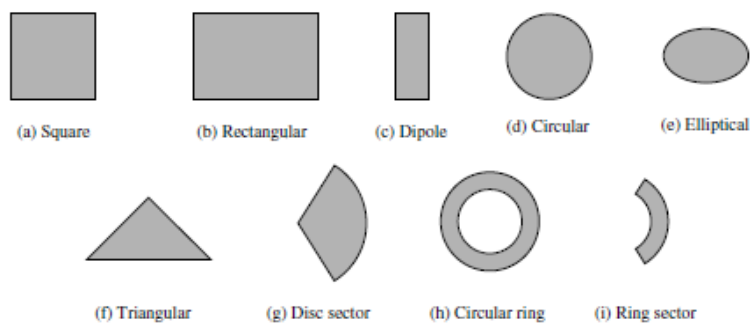
Su uso extendido se debe a lo reducido de su tamaño, así como a su adaptabilidad a superficies tanto planas como no planas (de ahí su denominación de perfil bajo). Son fáciles de adaptar en circuitos integrados de microondas versátiles en términos de impedancia, y se pueden diseñar para trabajar a diversas frecuencias y con distintas polarizaciones. Sin embargo, también presentan algunos inconvenientes: baja eficiencia, limitada potencia, alto factor de calidad, pobre pureza de polarización, banda estrecha y la radiación espuria de las líneas puede modificar los parámetros de las antenas.

En las antenas de parche, como la mostrada en la **Figura 2-10**, figura extraída de la ref.[1], la estructura consiste en un parche metálico de dimensiones comparables a  $\lambda$  sobre un sustrato dieléctrico. La parte inferior de la estructura estará formada por un plano de masa. El grosor oscila entre  $0.003\lambda$  y  $0.05\lambda$  y la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) suele tomar valores típicos entre 2 y 12.



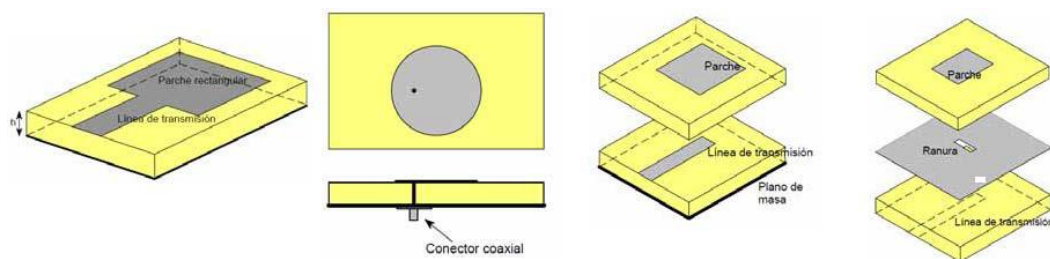
**Figura 2-10: Estructura de una antena de parche [1].**

Los parches pueden adoptar formas muy diversas, desde las más comunes como la forma rectangular y circular a otras menos comunes como las elípticas, triangulares, incluso combinaciones de algunas de ellas combinando mitad de parche circular y mitad rectangular, por ejemplo. Algunas de estas formas son las reflejadas en la **Figura 2-11**. Figura extraída de la ref. [1].



**Figura 2-11: Formas de parche radiante [1].**

Respecto a la alimentación, los parches se pueden alimentar de diversas maneras, como las representadas en la **Figura 2-12**.



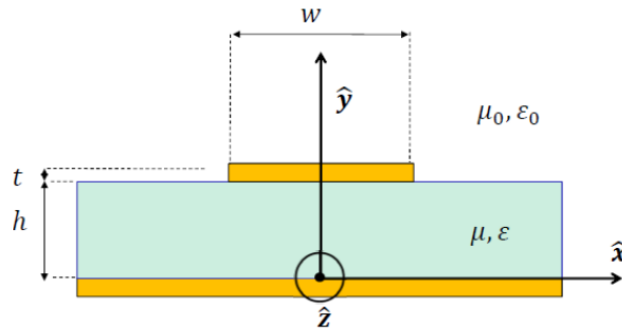
**Figura 2-12: Formas de alimentación de parches.**

Estas formas son, según el orden de aparición en la **Figura 2-12** (de izquierda a derecha):

- **Línea microstrip:** Se trata de una línea conductora de anchura generalmente mucho menor que la del parche. Como ventaja de su uso se puede destacar su facilidad de fabricación y modelación. Por el contrario, al aumentar el espesor del sustrato se incrementarían las ondas de superficie y las radiaciones espurias.
- **Sonda coaxial:** el conductor interior se encuentra unido al parche radiante y el conductor exterior está conectado al plano de masa. Es fácil de construir y tiene un bajo nivel de radiaciones espurias. Como desventajas se presentan un ancho de banda reducido y su dificultad de modelaje, sobre todo con sustratos gruesos.
- **Acoplamiento por proximidad:** Este método evita las desventajas de los dos primeros métodos. Se basa en el acoplo de energía desde la línea de transmisión utilizada como alimentación del elemento radiante. Este acoplo se produce a través del sustrato superior, que suele ser delgado.
- **Acoplamiento por ranura radiante:** Este método soluciona los efectos de radiación en polarización cruzada y la aparición de modos de órdenes superiores. Es el más difícil de fabricar y el que menos ancho de banda proporciona, pero es más fácil de modelar y tiene un menor nivel de radiaciones espurias. Se basa en dos sustratos separados por un plano de masa.

En este TFM se diseñará un monopolo circular en tecnología impresa que será alimentado por vía microstrip. La ventaja fundamental del uso de este tipo de antenas es el aumento del volumen del elemento radiante, con lo que se consigue que aumente el ancho de banda. Otro aspecto a tener en cuenta es que en este TFM se busca el diseño de una antena omnidireccional en el plano horizontal, por lo que el plano de masa en la antena no debe encontrarse debajo del parche. Por otro lado, la alimentación de la antena se realizará a través de una línea microstrip.

Más en detalle, la línea microstrip es un tipo de línea de transmisión que se utiliza para transmitir señales de microondas que consiste en una pista conductora de espesor  $t$  y anchura  $w$  colocada en un lado de un sustrato dieléctrico, que tiene un plano de masa en el otro lado. Tal y como se detalla en la **Figura 2-13**, el sustrato tiene una altura  $h$  y constante dieléctrica  $\epsilon_r$ .



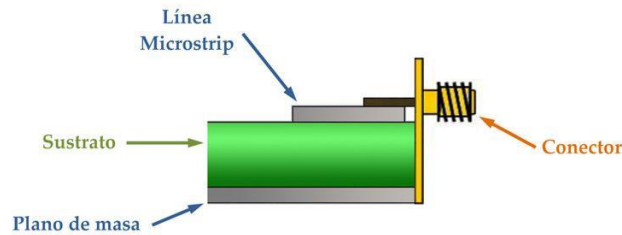
**Figura 2-13: Estructura de la línea microstrip.**

Una ventaja importante de utilizar esta línea es que las longitudes se reducen considerablemente comparadas con sus valores en el espacio libre debido al confinamiento de campos en el sustrato, además que su construcción es mucho menos costosa que la tecnología de guía de onda.

La presencia de dos dieléctricos (el aire y el sustrato) conlleva a que la tecnología microstrip cuente con una constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{r_{eff}}$  que se calcula del siguiente modo:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right]; & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5}; & \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.13)$$

En cuanto a la alimentación, las líneas microstrip que alimentan a las antenas de parche pueden ser alimentadas a su vez por medio de conectores coaxiales verticales (como el mostrado en la **Figura 2-12**) o conectores coaxiales horizontales como el mostrado en la **Figura 2-14**.



**Figura 2-14: Alimentación línea microstrip por coaxial horizontal.**

## 2.5 Herramienta de diseño y simulación

### 2.5.1 CST Microwave Studio

CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) es una herramienta especializada para la simulación electromagnética en 3D de componentes de alta frecuencia. CST MWS permite el análisis rápido y preciso de dispositivos de alta frecuencia (HF) como antenas, filtros, acopladores, estructuras planas y multicapa y efectos SI y EMC. El desarrollo de este TFM se ha llevado a cabo en la versión CST STUDIO SUITE 2018.



## 3 Tecnología MIMO Ultra Wide Band

---

### 3.1 Tecnología UWB

En la actualidad, las tecnologías inalámbricas de área local (WLAN) más utilizadas en la actualidad (Wi-Fi y Bluetooth) se desarrollaron con el objetivo de interconectar sin el empleo de cables diferentes dispositivos en cortas distancias a unas velocidades moderadas. No obstante, estas tecnologías presentan algunas limitaciones importantes como la baja velocidad de transmisión, la autonomía de funcionamiento y la seguridad

La tecnología Ultra Wide-Band (o banda ultra ancha) nace con el fin de mejorar notablemente estas deficiencias. En los últimos años, la tecnología UWB se ha empleado en áreas relacionadas con radar, detección y comunicaciones militares y a pesar de ser nueva en el ámbito civil es una tecnología con gran tradición en el campo militar. Debido a esto, se trata de una tecnología muy probada en muchas aplicaciones y diversos escenarios (algunos de los cuales se corresponden con los requisitos que exigen las nuevas generaciones de sistemas móviles de comunicaciones personales y entre dispositivos).

El gran beneficio de los sistemas UWB, según el teorema de Shannon-Hartley, reside en que la capacidad del canal de comunicación corresponde al ancho de banda del mismo, ya que son proporcionales. Debido a esto, la tecnología UWB puede manejar una gran capacidad de cientos de Mbps o incluso varios Gbps a distancias de 1 a 10 metros debido a la banda frecuencial ultra ancha. Además, los sistemas UWB funcionan en niveles extremadamente bajos de transmisión de potencia. Por lo tanto, UWB es capaz de ofrecer una comunicación extremadamente segura y confiable debido a la baja densidad de energía.

En febrero de 2002, se despertó un especial interés por este tipo de tecnología cuando la FCC emitió una resolución que permitía el uso de UWB para comunicaciones de datos en el ámbito civil fijando una banda que se extiende desde 3.1 GHz hasta los 10,6 GHz. Basado en esta decisión, la FCC impone que cualquier señal que tome al menos 500MHz del espectro puede ser empleada en sistemas UWB. Por lo tanto, los sistemas UWB ya no se limitan sólo a impulsos de radio, sino que incluye también a cualquier tecnología que emplee al menos 500MHz del espectro y cumpla los demás requisitos previos para UWB.

Es por ello que el interés en UWB está creciendo exponencialmente con numerosos investigadores explorando los diseños de RF, de circuitos, de sistemas, y de antenas para aplicaciones UWB.

De entre los diseños de antenas UWB de los últimos años, los monopolos impresos se han convertido en uno de los candidatos más considerados para las aplicaciones de UWB debido a sus características de bajo coste, fácil fabricación, su patrón de radiación casi omnidireccional, su largo ancho de banda de impedancia y su prometedora transmisión de datos en interiores a cortas distancias y alta velocidad, características ya comentadas entre otras más en el **apartado 2.4.2** de este documento. Una antena UWB de este tipo (monopolo circular impreso) en sustrato FR4 de radio se propuso en [3] con unas pérdidas de retorno inferiores a -10dB en la banda impuesta por la FCC de 3.1GHz a 10.6GHz. Una estructura semejante en sustrato TLY-5A se propuso en [4], aumentando la banda de trabajo de 3.1GHz a 20GHz.

Tal y como se ha comentado en el **capítulo 1**, en este TFM se propone como diseño de elemento unitario UWB un monopolo circular impreso en sustrato RF-35, tratando de

optimizar el diseño tanto en pérdidas de retorno en su amplia banda de trabajo (3.1GHz a 20GHz) como en el tamaño físico de la antena misma.

### 3.1.1 Definición

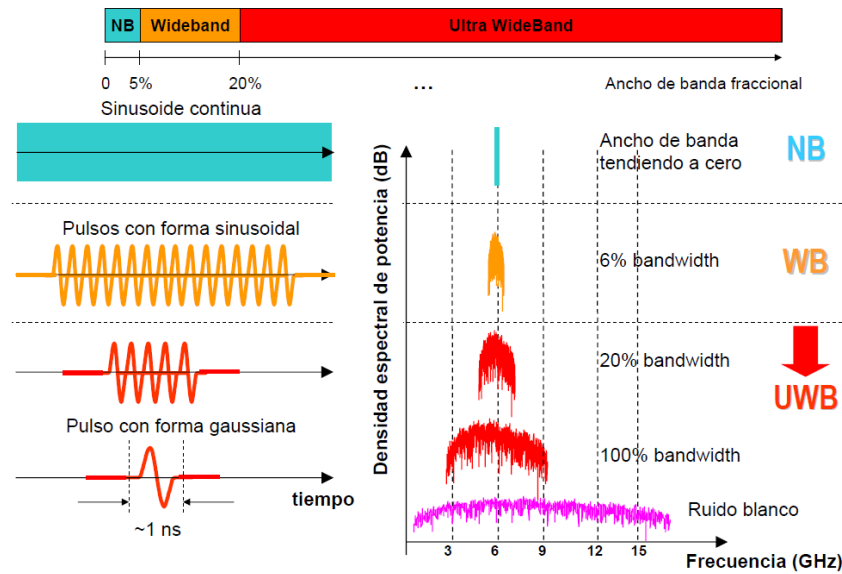
Se puede definir la tecnología UWB como la tecnología para radiocomunicaciones de corto alcance que involucra la generación y transmisión de energía de radiofrecuencia que se extiende por un rango de frecuencias muy extenso. Los dispositivos que utilizan la tecnología UWB suelen tener una radiación intencional de la antena con un ancho de banda a -10dB de al menos 500MHz o un ancho de banda fraccional de -10dB mayor que 0.2, según lo establecido por la FCC:

$$B = f_H - f_L > 500 \text{ MHz} \quad (2.14)$$

$$Bf = \frac{B}{f_c} = \frac{f_H - f_L}{(f_H + f_L)/2} \geq 0.2 \quad (2.15),$$

donde  $B$  hace referencia al ancho de banda absoluto siendo  $f_H$  y  $f_L$  los límites superior e inferior del rango de frecuencias.

En función del ancho de banda fraccional, se pueden distinguir diferentes tipos de sistemas tal y como se muestra en la **Figura 3-1**:



**Figura 3-1: Tipos de sistemas en función del ancho de banda fraccional.**

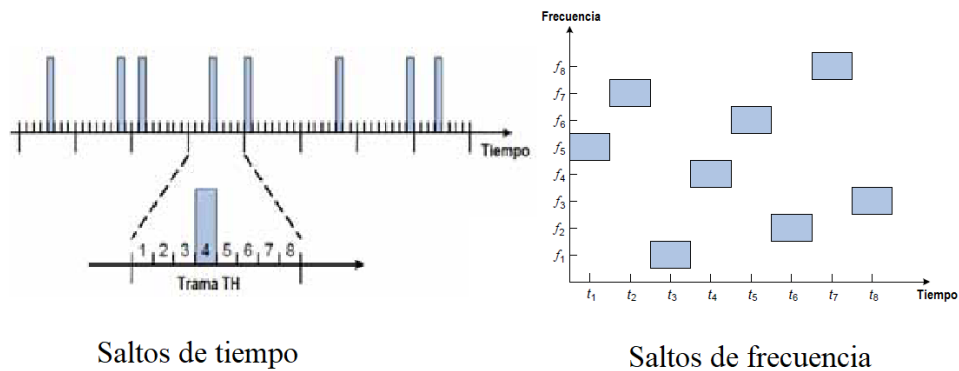
El funcionamiento de UWB se basa en la transmisión de secuencias de pulsos extremadamente estrechos y de baja potencia, que se sitúan de forma precisa en el tiempo con posibles desviaciones inferiores al picosegundo. Por ello, se obtiene un espectro de banda ancha que debe cumplir una limitación en potencia regulada para que no interfieran en otros sistemas que operen en el mismo rango de frecuencias (máscara de emisión).

### 3.1.2 Asignación de bandas

Tal y como se ha comentado anteriormente, un sistema UWB cubre de forma general la banda de 3.1GHz a 10.6GHz, es decir, 7.5GHz de banda. Para el uso de la totalidad de la banda se pueden emplear dos aproximaciones: esquema de banda única y esquema multibanda.

Los sistemas UWB basados en impulsos de radio (como el comentado en el apartado anterior) están basados en esquemas de banda única. En este caso los datos se modulan normalmente utilizando modulación por posición de pulsos (PPM), soportándose múltiples usuarios utilizando una técnica de acceso conocida como Time-Hopping (saltos de tiempo), que consiste en la división de cada trama en ocho ranuras asignadas a ocho usuarios y para cada uno de ellos, la señal UWB se transmite a una ranura específica determinada por una secuencia pseudo-aleatoria.

Por otro lado, en los esquemas multibanda el acceso múltiple se consigue mediante saltos de frecuencia (Frequency-Hopping). Esta técnica consiste en transmitir segmentos temporales de la señal en diferentes frecuencias portadoras, siguiendo un patrón de cambio pseudo-aleatorio.



**Figura 3-2: Concepto de saltos de tiempo y saltos de frecuencia.**

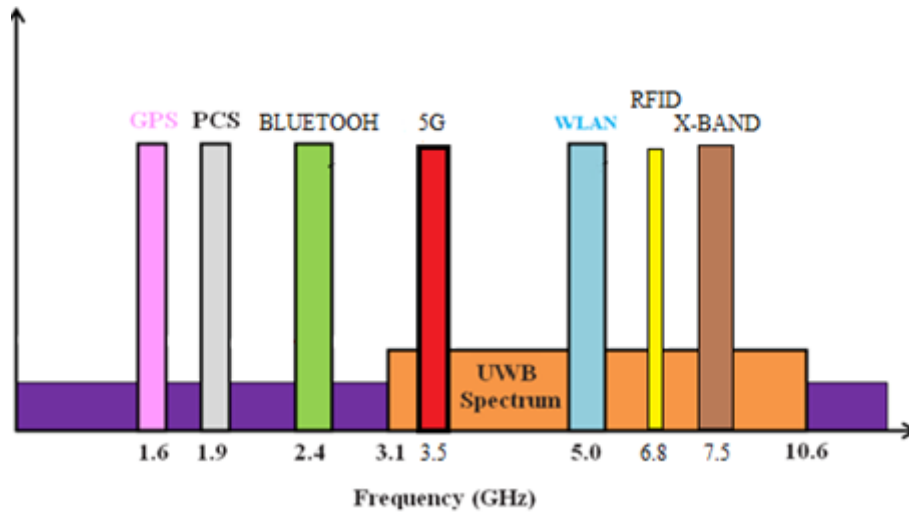
Los sistemas de banda única pueden hacer frente más fácilmente al multitrayecto comparados con los sistemas multibanda porque utilizan transmisiones discontinuas de pulsos muy cortos y normalmente la duración de ese pulso es menor que el retardo debido al multitrayecto. Sin embargo, en los sistemas multibanda las diferentes sub-bandas mejoran el comportamiento del sistema.

Además, los sistemas multibanda proporcionan robustez frente a la interferencia y permite la coexistencia de diferentes sistemas. Por ejemplo, cuando el sistema detecta la presencia de otros sistemas inalámbricos puede evitar el uso de las sub-bandas que comparten el espectro con dichos sistemas interferentes.

Para alcanzar los mismos resultados, un sistema de banda única necesitaría el uso de filtros. Esto podría incrementar la complejidad del sistema y distorsionar la forma de onda de la señal recibida.

### 3.1.3 Interferencia con otros sistemas

Uno de los retos tecnológicos más importantes de la tecnología UWB es la coexistencia en el espectro electromagnético con otros sistemas de comunicación inalámbrica. Estos sistemas causarán interferencias con la banda de trabajo de UWB, sin olvidar que, del mismo modo, los sistemas UWB causarán interferencia a otros sistemas de banda estrecha y ancha. Ambas interferencias son importantes y deben ser tenidas en cuenta en el diseño, evaluación e implementación de los sistemas. En la **Figura 3-3** se muestra una representación de estos sistemas interferentes.



**Figura 3-3: Coexistencia de UWB con otros sistemas.**

En la banda de UWB (3.1 - 10.6 GHz) se encuentran también otros servicios de banda estrecha. Entre ellos está WiMAX o una de las bandas de trabajo de 5G, que suelen operar en la banda de frecuencias comprendida entre 3.2 y 3.8 GHz, así como el estándar IEEE 802.11.x (más conocido como WiFi) que es el sistema que más puede interferir. Esto se debe a dos razones fundamentales: por un lado, está muy implantado en la actualidad y, por otro lado, forma parte del mismo subconjunto de tipo de red que UWB (WPAN) por lo que pueden encontrarse en entornos muy cercanos.

Otros de los servicios interferentes es WLAN (IEEE 802.11a), que opera en la banda de 5 a 6 GHz (la banda más baja en 5.15-5.35GHz y la más alta 5.725-5.825). RFID, aunque siendo menos común que otros sistemas presentes, se encuentra trabajando en la banda de 6.7-6.9GHz. Por último, se encuentran los sistemas de comunicación por satélite que emplean la banda-X, de 7.25GHz a 8.395GHz (enlace descendente: 7.25–7.745 GHz, enlace ascendente: 7,9–8,395 GHz).

Para evitar este tipo de interferencias existen diversos métodos. Por ejemplo, existen técnicas de mitigación de interferencias en los sistemas UWB, como las basadas en la detección y evitación (DDA). En DAA, el sistema UWB detecta las bandas interferidas y las evita recibiendo o transmitiendo energía en esas bandas [5].

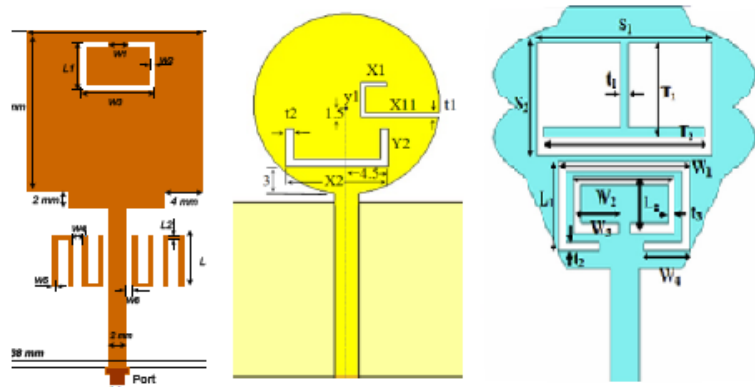
Por otro lado, para evitar estas interferencias se proponen el diseño de filtros integrados en el diseño de las antenas. Las formas que adoptan los filtros (U, J, L, etc), la ubicación de estos dentro del diseño (integrados en los parches, integrados en el plano de masa, etc), tipos (paso banda, banda eliminada, paso bajo y alto en cascada) pueden ser muy variados.



### 3.1.3.1 Filtrado de bandas interferentes

En los últimos años han surgido multitud de propuestas de diferentes tipos filtros integrados en los diseños de antenas UWB, la mayoría integrados en monopolos impresos que adoptan distintas formas, con el objetivo de eliminar de forma general las interferencias ocasionadas por los sistemas WiMAX, WLAN y la banda-X.

Una de las soluciones propuestas más común es el diseño de filtros notch o filtros integrados en el parche de la antena o fuera de ella, que pueden adoptar una gran cantidad de formas diferentes. Una antena planar de forma rectangular con un filtro notch en forma de C dentro del parche y 2 filtros en forma U fuera de él, se propuso en [6] con el objetivo de eliminar la banda de WiMAX y la banda inferior y superior de WLAN en la zona de 5.5GHz. En [7], se propuso una estructura similar con una antena de parche de forma circular, empleando filtros en forma de U y J integrados en el parche para eliminar las bandas de WiMAX y WLAN. Por otro lado, en [8], se presenta el diseño en este caso de tres filtros integrados dentro del parche, un stub en forma de T y dos filtros tipo U para eliminar las bandas de WiMAX, WLAN y banda-X. Estas formas de diseño se representan en la **Figura 3-4**.

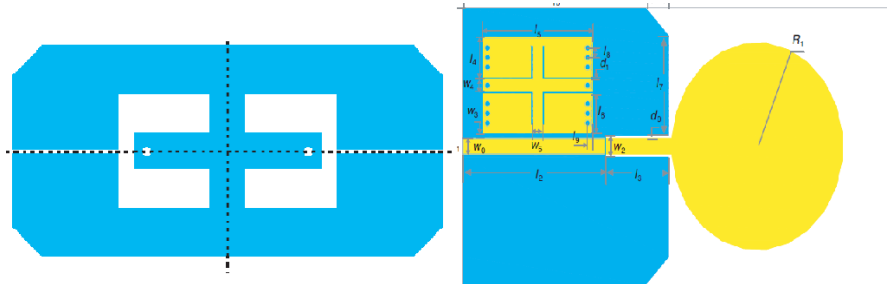


**Figura 3-4: Distintas formas de filtros integrados [6][7][8].**

Estos diseños tienen en común los cortes en ranura dentro del parche o colocación de pistas fuera de él, que bien pueden ser colocadas cerca de la vía de alimentación o cerca del propio parche. Estos filtros pueden tomar formas muy variadas, como formas en V, en  $\Omega$ , en L, en forma de anillo, o más formas que se puedan imaginar desde formas sencillas en forma de letras o incluso formas que puedan dotar a la antena de un mejor aspecto estético, aparte de las formas comentadas anteriormente en este apartado. Estas formas de filtro también pueden ser integradas dentro de la vía de alimentación o en el propio plano de masa cortando ranuras en él. Cada uno de estos filtros sólo pueden ofrecer rechazo en una banda a la vez, una banda rechazada por cada filtro.

Otra forma de filtrar las bandas interferentes son las basadas en estructuras resonantes DGS (*Defected Ground Structures*). Existen gran variedad de filtros basados en resonadores, muchos de ellos basados en tecnología multicapa, por ejemplo, colocando dos resonadores asimétricos en la capa intermedia y uno en forma de C en la capa inferior, o embeber resonadores de guía de onda coplanar de un cuarto de longitud de onda e insertando una ranura en el resonador de modo separado [9]. Sin embargo, al basarse en tecnología multicapa aumenta el coste de fabricación y apenas es compatible con los circuitos integrados de microondas existentes.

También destacan diseños de filtros paso banda, que dejan pasar toda la banda UWB menos las que se quieren filtrar, como el que se presenta en [10]. En [11] se emplea una estructura similar situada cerca de la línea de alimentación de la antena para eliminar cuatro bandas no deseadas. Ambos diseños se basan en resonadores de impedancia escalonada de modo cuádruple (QMSIR), eliminando cuatro bandas diferentes. Estos diseños son los mostrados en la **Figura 3-5**.



**Figura 3-5: Filtros basados en QMSIR [9][11].**

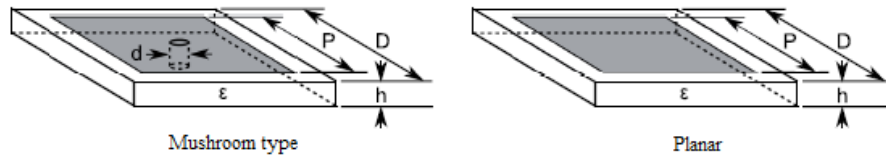
### 3.1.3.2 Filtros basados en estructuras EBG

Como se ha comentado anteriormente, las formas típicas de filtros notch requieren el empleo de un filtro por cada banda que se quiera eliminar, además de que por lo general afectan a la estructura básica de la antena. Si se quiere eliminar más de una banda se necesita el uso de más filtros, por lo que aumentaría mucho el espacio ocupado en la antena además del fuerte acoplamiento entre las estructuras implicadas. Bajo estas circunstancias las estructuras EBG (*Electromagnetic Band Gap*) son introducidas para ser otra solución en el diseño de antenas UWB con filtros de rechazo de banda con tamaños más compactos.

Recientemente, las estructuras EBG han sido implementadas en diferentes aplicaciones por su capacidad para reducir la propagación de ondas superficiales eliminando radiación espuria, y también por su capacidad para reducir el acoplamiento producido entre componentes circuitales. Estas estructuras EBG presentan zonas específicas de frecuencia donde se elimina la propagación de ondas superficiales, lo que permite usarlas también como filtros de rechazo de banda.

Por lo general, las estructuras EBG son un array de estructuras metálicas-dieléctricas que suelen conformarse periódicamente pudiendo dar lugar a múltiples brechas de banda. Estas brechas no sólo se deben por la periodicidad de los elementos, sino también por la resonancia individual de cada elemento. Por lo tanto, con tan sólo un elemento se podría obtener rechazo en alguna banda en particular. En la banda de rechazo, la estructura reflejará todas las ondas electromagnéticas, mientras que en otras frecuencias actuará como un medio transparente.

Estas estructuras pueden estar conectadas (*mushroom type* EBG o EBG tipo seta) o no conectadas (EBG planares) al plano de masa. Por un lado, con las estructuras EBG tipo seta se limita la aplicabilidad del diseño por la presencia de agujeros y conexiones entre elementos, complicando el proceso de fabricación. Por otro lado, es la única configuración de EBG que permite la total supresión de ondas superficiales. En cambio, las estructuras EBG planares suelen presentar geometrías algo más complejas, pero son más sencillas en su fabricación, salvo en casos donde se emplean en diseños multicapa. La representación de estas estructuras se puede observar en la **Figura 3-6**. Figura extraída de la ref. [12].



**Figura 3-6: Tipo de estructuras EBG [12].**

En [13] se propone el diseño de dos estructuras EBG tipo seta y una tipo planar para el diseño de filtros que eliminen las bandas interferentes provocadas por WiMAX, WLAN y banda-X. En [14] se propone el uso de estructuras EBG para la reducción del acoplamiento producido entre distintos elementos radiantes.

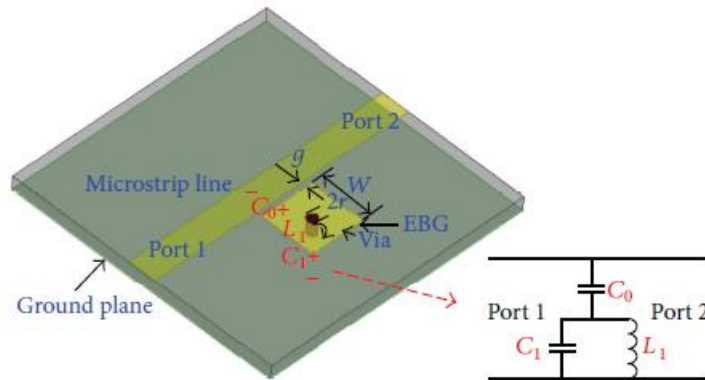
El equivalente eléctrico de las estructuras EBG tipo seta es un filtro LC donde L representa el flujo de corriente a través de la vía que conecta el plano de masa y la propia estructura, y C se debe al espacio entre estructuras adyacentes. La relación de los parámetros físicos con los parámetros eléctricos para las estructuras EBG tipo seta se formula en las siguientes ecuaciones:

$$L = 0.2h \left[ \ln\left(\frac{2h}{r}\right) - 0.75 \right] \quad (3.1)$$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{w^2}{h} \quad (3.2)$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

donde L y C definen los valores de inductancia y capacitancia asociados con estructuras EBG tipo seta. W es el ancho del parche EBG, h la altura de la vía, r el radio de la vía,  $\varepsilon_0$  la permitividad absoluta,  $\varepsilon_r$  la permitividad relativa del material y  $w_0$  la frecuencia de resonancia. En las cercanías del parche EBG a una línea de alimentación, como por ejemplo la que se da en el diseño de una antena UWB en el que se quiera filtrar alguna banda con un parche EBG, el circuito equivalente que se formaría sería el representado en la **Figura 3-7**. Figura extraída de la ref. [15].



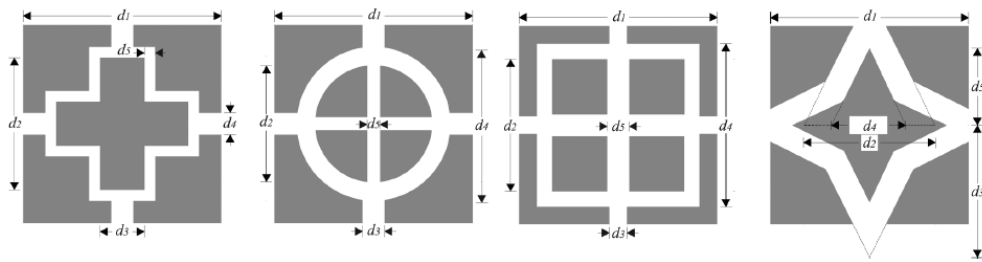
**Figura 3-7: Circuito equivalente EBG en las cercanías de una vía de alimentación [15].**

En este circuito equivalente, y basándose en las ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3, la frecuencia de resonancia resultante sería:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1(C_1 + C_0)}} \quad (3.4)$$

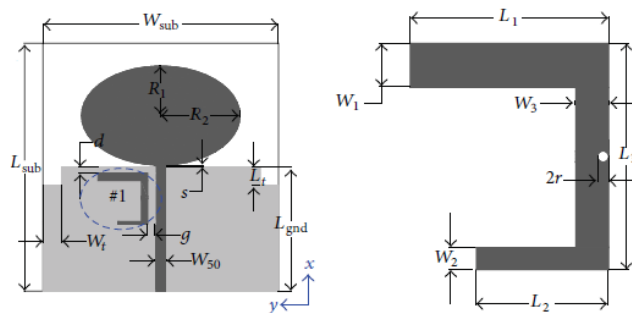
Este circuito equivalente sería el formado en los filtros diseñados en el **apartado 4.1** de este documento, donde del mismo modo que el representado en la **Figura 3-7** se ha creado una estructura formada por una línea de alimentación y dos puertos a sus extremos, analizado la transmisión entre ellos y comprobando la eliminación de la banda deseada por la colocación de la estructura EBG tipo seta cerca de la línea de alimentación.

Al igual que en las estructuras EBG tipo seta, en las estructuras EBG planares la impedancia superficial es sensible a la frecuencia ya que también forma una red LC con una frecuencia de resonancia característica. En esta frecuencia, el equivalente de la red se comporta como una superficie de alta impedancia formando un filtro, y detiene la propagación de las ondas de superficie. En este caso, la inductancia  $L$  resulta de las finas líneas de conexión del parche EBG y la capacitancia  $C$  se forma por las propias separaciones dentro del parche EBG y entre el parche EBG y la línea de alimentación cercana. Un ejemplo de estructuras EBG planares es la representada en la **Figura 3-8**. Figura extraída de la ref. [14].



**Figura 3-8: Representación de distintas estructuras EBG uniplanares [14].**

Tal y como se ha comentado, diversos tipos de estructuras EBG se han utilizado en el diseño de antenas UWB con características de bandas eliminadas. Sin embargo, en todas estas propuestas se propone que una estructura EBG sólo puede ofrecer una banda eliminada, y que para eliminar dos o tres bandas se necesita emplear dos o tres estructuras EBG respectivamente (y de diferentes dimensiones), lo que ocupa más superficie de la antena a medida que se añaden más filtros. En [15], se propuso el diseño de una estructura M-EBG (*Modified-Electromagnetic Band Gap*) para eliminar dos bandas de frecuencia (las bandas de WiMAX y WLAN) con tan solo una estructura EBG. Al igual que en el caso de una estructura EBG, el control de las frecuencias de resonancia se consigue con la flexibilidad en las dimensiones de la estructura propuesta, mostrada en la **Figura 3-9**. Figura extraída de la ref. [15].



**Figura 3-9: Estructura EBG modificada para eliminar dos bandas de frecuencia [15].**

Como se puede observar, la estructura resulta de cortar una parte de una estructura EBG normal, modificar el tamaño de los brazos restantes y llevar la ubicación de la vía al

extremo. En ese documento, se reporta que el hecho de modificar la anchura de los brazos restantes al cortar la estructura EBG normal, ha permitido obtener un ancho de banda mayor en una de las bandas, siendo este ancho similar si los brazos compartieran la misma anchura. Este comportamiento será analizado posteriormente en el diseño de los filtros de dos bandas realizado en este TFM, en el **apartado 4.2**.

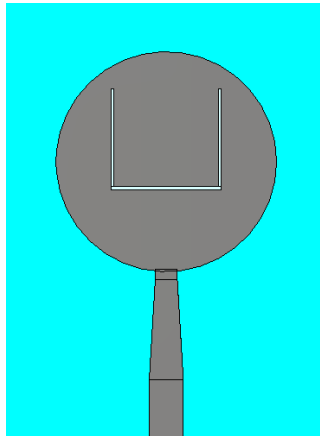
No obstante, si se deseara eliminar una tercera banda habría que añadir otro filtro más al diseño, ocupando mayor superficie de la antena, como en muchas de las propuestas comentadas anteriormente en las que se utilizaban tres estructuras distintas para eliminar las bandas de WiMAX, WLAN y banda-X.

Por ello, en este TFM, y a partir de los resultados comentados, se propone el diseño de una estructura M-EBG tipo seta que sea capaz de filtrar a la vez las tres bandas comentadas con tan sólo una estructura añadida a la superficie de la antena, permitiendo un diseño más compacto. El proceso de diseño de esta estructura se comentará en el **apartado 4.3** de este documento.

### ***3.1.3.3 Ejemplo de diseño de filtro notch***

En este apartado se comentará el proceso de diseño de un filtro notch en forma de U (como los comentados en el apartado **3.3.1**) integrado en el parche de una antena UWB de las propuestas en este TFM, que se realizó en un principio antes de meterse de lleno en el diseño del filtro de banda triple. El objetivo de este filtro era eliminar la banda correspondiente a 5G en la zona de 3.5GHz (3.2-3.8GHz). El diseño de la antena UWB se comentará en el **apartado 5.2**.

En este tipo de filtros integrados, en los que se realizan ranuras dentro del parche, la frecuencia de resonancia vendrá determinada por la longitud del mismo. Parámetros como la colocación del filtro dentro del parche afectará también a la ubicación de los límites superior e inferior de las bandas a eliminar. En la **Figura 3-10** se muestra la forma del filtro y su colocación dentro de la antena UWB.



**Figura 3-10: Antena UWB con filtro notch integrado.**

La longitud del filtro en forma de U debe ser aproximadamente de media longitud de onda:

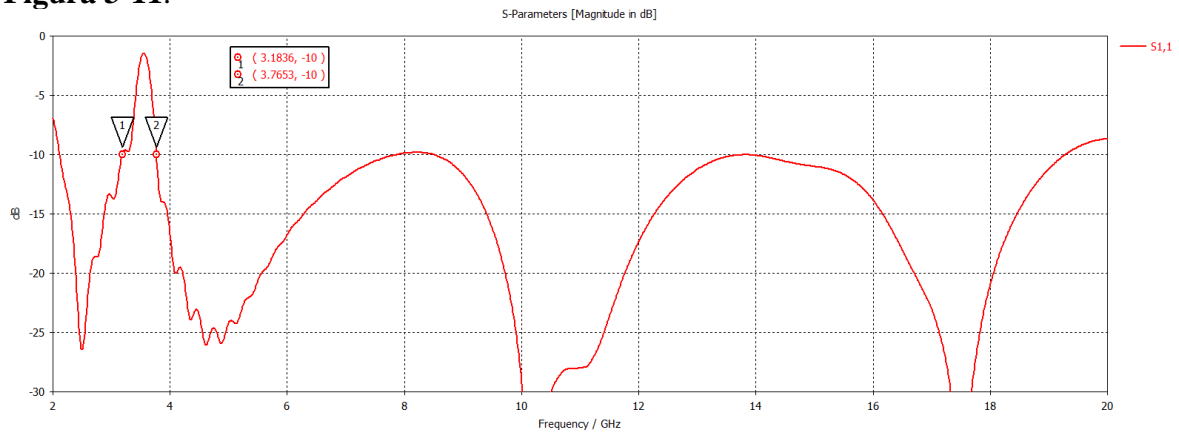
$$L_{\text{filtro}} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \quad (3.1)$$

Esta ecuación servirá para tener una primera aproximación de longitud que tendrá el filtro, ya que la forma o anchura del filtro modificará la longitud eléctrica del mismo. Para el cálculo de  $\epsilon_{r_{eff}}$  se emplea la ecuación 2.13. Como se cumple que  $\frac{W}{h} > 1$  y se puede despreciar el segundo término de la ecuación (ya que se considera que al estar las ranuras de vacío dentro del parche no hay plano de masa detrás) el cálculo de  $\epsilon_{r_{eff}}$  y  $L_{filtro}$  quedaría así:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} = \frac{3.5 + 1}{2} = 2.25$$

$$L_{filtro} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{2.25}} = 28.5 \text{ mm}$$

En simulación, finalmente para conseguir el efecto deseado la longitud del filtro es de 30.5mm, 3 mm superior. El resultado de la reflexión de la antenna es el mostrado en la **Figura 3-11**.



**Figura 3-11: S11 Antena UWB con filtro notch integrado.**

A la vista de los resultados se puede observar que se filtra la banda deseada correctamente. En cuanto a la banda de trabajo UWB, se cumple el criterio de que  $|s_{11}| < -10\text{dB}$  en la banda de 3.1-10.6 GHz, pero no cumpliría el criterio propuesto en este TFM de aumentar la banda de trabajo hasta los 20GHz, ya que sobre la zona a partir de 19.2GHz  $|s_{11}| > -10\text{dB}$ .

## 3.2 Tecnología MIMO

Las comunicaciones digitales que utilizan las configuraciones *Multiple-Input-Multiple-Output* (MIMO) se han convertido en un avance revolucionario de gran importancia para los sistemas inalámbricos. Como su propio nombre indica, MIMO requiere el uso de varias antenas transmisoras y receptoras que funcionan simultáneamente, explotando el fenómeno del multicamino para proporcionar una tasa de transmisión de datos muy alta, aumentando el alcance y la fiabilidad sin consumir bandas extra en el espectro electromagnético.

Los primeros estudios sobre tecnología MIMO, realizados por Foschini y Gans, indicaban que era posible aumentar la capacidad de un canal mediante el uso de sistemas MIMO. Se demostró que la capacidad de un sistema formado por  $M$  transmisores y  $N$  receptores es  $\min(M, N)$  veces superior que la de un sistema con un único transmisor y receptor. Los sistemas MIMO aprovechan la diversidad espacial, de patrones y de polarización de las antenas para mejorar la calidad de la señal, mejorando la relación señal a ruido (SNR).

Como se ha comentado en el **apartado 3.1** de este documento, los sistemas UWB ofrecen una solución a la demanda de altas tasas de transmisión de datos en las comunicaciones inalámbricas. Entre las aplicaciones de la tecnología UWB se encuentran las redes de sensores, RFID, radar... Una de las principales es la aplicada a las comunicaciones WPAN y WBAN en zonas de interior donde el multicamino perjudica el ISI (Inter Symbol Interference). Este inconveniente es aprovechado por los sistemas MIMO para convertirlo en una ventaja, ya que se aprovecha de este efecto para aumentar la tasa de transmisión de datos. Por otro lado, los sistemas UWB están limitados a la comunicación a corta distancia debido al límite de potencia de transmisión impuesto por la FCC. En este caso la unión de la tecnología UWB con la tecnología MIMO también es conveniente, ya que aumentaría el rango de comunicación. Como se puede ver, la tecnología MIMO no sólo aumenta más la ya alta tasa de transmisión de UWB, sino que además su funcionamiento en conjunto ofrece otras ventajas que se pueden resumir en: mitigación o supresión de interferencias, velocidades de transmisión más altas, mejorar la calidad del enlace, rango de cobertura extendido, reducción de requisitos de hardware analógico y localización concurrente.

Aparte de estos beneficios, la unión en conjunto de UWB y MIMO también presenta una serie de desafíos: compensación en la señalización, modelado de canales UWB-MIMO, la optimización de esquemas de modulación UWB-MIMO, el diseño conjunto y compacto de antenas UWB, el diseño de circuitos, etc. De entre estos desafíos, el diseño conjunto de antenas MIMO para sistemas UWB ha llamado mucho la atención a los investigadores para trabajar en ello.

A medida que se producen avances en tecnología inalámbrica se endurecen también los requisitos técnicos. Esto lleva de la mano también el avance en el diseño de las antenas, ya que cada vez se requieren diseños más compactos, por lo que los tamaños en el diseño de las antenas MIMO también se deben reducir, ya que se deben adaptar al espacio disponible. Sin embargo, al colocar los elementos tan próximos aumenta el acoplamiento producido entre ellos, lo que implica que se deban aplicar técnicas que minimicen el acoplamiento mutuo.

De este hecho se deriva otro desafío: la mejora del aislamiento entre las distintas antenas en los sistemas MIMO.

En los siguientes apartados se comentarán los parámetros que sirven para evaluar el rendimiento en las antenas MIMO y se detallarán algunas de las técnicas de aislamiento que se pueden implementar para reducir el acoplamiento entre los distintos elementos de los sistemas MIMO.

### 3.2.1 Evaluación del rendimiento en antenas MIMO

A la hora de diseñar antenas MIMO existen una serie de parámetros que permiten evaluar el rendimiento del sistema. A continuación, se describen brevemente cada uno de ellos.

#### A. Coeficiente de reflexión activa total

Para lograr una mejor caracterización de la eficiencia y ancho de banda de la antena MIMO, se utiliza el coeficiente de reflexión activa total (TARC). TARC viene dado por la relación de la raíz cuadrada de la potencia total reflejada y la raíz cuadrada de la potencia incidente total. TARC se obtiene mediante la manipulación de todos los parámetros S para una red de N-puertos y muestra una sola curva que contiene toda la información de los parámetros S.

#### B. Aislamiento

En los sistemas MIMO, las señales transmitidas por múltiples antenas son supuestamente independientes o no correladas. Pero en realidad, la corriente que se induce en una antena produce un voltaje en los terminales de las antenas cercanas, lo que se denomina acoplamiento mutuo. El acoplamiento mutuo entre las antenas adyacentes dentro de la antena MIMO en términos de energía electromagnética se mide por el aislamiento. Es un parámetro importante que mide el acoplamiento en la estructura de la antena y no el acoplamiento a través de los patrones de radiación. Los valores de aislamiento deben ser superiores a 15 dB. Al disminuir el acoplamiento entre los elementos de antena se obtiene un mayor aislamiento. En una antena MIMO de 2 elementos:

$$\text{Aislamiento} = -10 \log_{10} |S_{21}|^2 \quad (4.1)$$

Los sistemas MIMO requieren que  $|S_{21}|$  se minimice al menor valor posible ya que el aislamiento está directamente relacionado con la eficiencia de la antena.

#### C. Coeficiente de correlación

El coeficiente de correlación mide cuanto afectan los patrones de radiación de las antenas unas a otras cuando operan simultáneamente.

#### D. Ganancia efectiva media

El rendimiento de la antena en un entorno inalámbrico predefinido se mide por la ganancia efectiva media (MEG). En la MEG, se tiene en cuenta el efecto del entorno para calcular el rendimiento de ganancia de la antena. Es útil para medir el efecto del entorno sobre las características de radiación de una antena y es importante evaluar el verdadero rendimiento de la antena en el entorno.

El MEG es una medida estadística de la ganancia de antena que se puede definir como la relación entre la potencia media recibida por la antena y la potencia incidente total media.



### *E. Ganancia de diversidad*

La ganancia de diversidad (DG) es una figura de mérito utilizada para cuantificar el nivel de rendimiento de las técnicas de diversidad. La DG es la pendiente de la curva de probabilidad de error en términos de la SNR recibida en una escala log-log. Sin embargo, la DG también se puede definir como el incremento de la SNR con una probabilidad dada, normalmente 1% o 10%. Dicha DG se puede calcular fácilmente observando las curvas de función de distribución acumulativa (CDF) de la SNR y comparando la SNR combinada utilizando alguna técnica de diversidad específica con la SNR de un sistema de comunicación SISO no codificado.

### *F. Capacidad del sistema*

El límite de canal ideal de un sistema MIMO se obtiene con la ayuda del teorema de capacidad de canal de Shannon. No obstante, debido a la presencia de correlación y acoplamiento mutuo entre los elementos de la antena, este límite nunca se alcanza. La capacidad del canal (C) en un entorno inalámbrico se calcula en función de las características de radiación de las antenas y el entorno del canal. La correlación entre los elementos de la antena disminuye la capacidad de MIMO.

## **3.2.2 Factores que afectan al aislamiento**

Cuando se excita una antena, se forman corrientes en el plano de masa. Las antenas, como los monopolos impresos que se utilizan ampliamente en la tecnología de banda ultra ancha, se accionan directamente desde el plano de masa generándose las llamadas ondas de superficie, que cuando se encuentran el plano de tierra se reflejan quedando confinadas dentro del dieléctrico. Estas ondas superficiales son perjudiciales tanto para circuitos y líneas de transmisión como para el funcionamiento de antenas en los sistemas MIMO, ya que aumentan el acoplamiento entre las antenas, afectando al aislamiento.

La polarización de la antena también afecta al aislamiento. El aislamiento entre múltiples antenas se puede mejorar colocando las antenas de tal manera que la polarización de la antena sea ortogonal. Esto se logra cuando dos ondas polarizadas linealmente son perpendiculares entre sí. No interactúan entre sí, ya que son ortogonales entre sí y, por lo tanto, están bien aisladas.

Otro factor que afecta al aislamiento es el tamaño de las antenas. El tamaño de una antena está establecido por el límite de Chu-Harrington. Para una determinada frecuencia, el tamaño mínimo de la antena se puede calcular si conocemos el ancho de banda y la eficiencia, a partir del límite de Chu-Harrington.

Por último, la separación entre las antenas también afecta al aislamiento. Por lógica, cuanto más separadas estén, mejor será el aislamiento entre ellas, aunque la opción de aumentar la separación no suele ser posible debido a la necesaria adaptación a los espacios reducidos de los diseños. El acoplamiento entre los elementos de la antena cuando están ampliamente separados está dado por la ecuación de pérdidas por camino donde el acoplamiento está dado por:

$$\text{Acoplamiento} = L + G_1 + G_2 \text{ (dB)} \quad (4.2)$$

$$L = 32.4 + 20\log_{10}f \text{ (MHz)} + 20\log_{10}D \text{ (KM)}. \quad (4.3)$$

G1 representa la ganancia de la antena 1 frente a la antena 2, G2 representa la ganancia de la antena 2 frente a la antena 1 y L las pérdidas por el camino entre las antenas.

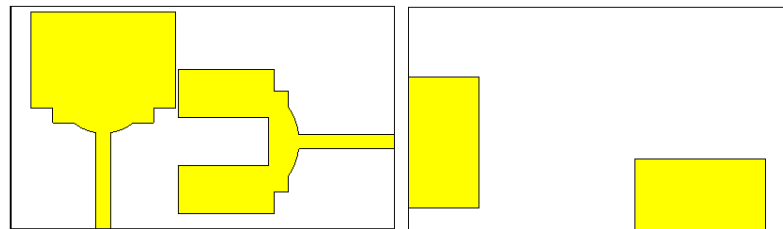
Colocar las dos antenas cerca provocará el acoplamiento debido al campo cercano reactivo de las antenas.

### 3.2.3 Técnicas de mejora del aislamiento en los sistemas MIMO UWB

Como se ha comentado anteriormente, el acoplamiento mutuo entre antenas en los sistemas MIMO tiene un efecto negativo. Este efecto negativo se ve reflejado en la capacidad del canal MIMO, que se ve mermada, ya que el grado en que la correlación inducida por el acoplamiento degrada la capacidad del canal MIMO depende de la densidad espectral de potencia angular de la trayectoria múltiple. Del mismo modo, un aislamiento deficiente también degrada la eficiencia de radiación del debido a la fuga de potencia transmitida desde la antena excitada al puerto de la antena no excitada. Por lo tanto, la necesidad de un buen aislamiento entre las antenas es imprescindible. Las diferentes técnicas para este propósito se presentan a continuación. Estas técnicas pueden ser aplicadas tanto para sistemas MIMO de banda estrecha como para sistemas MIMO para UWB. No obstante, se comentará su aplicabilidad para sistemas UWB, tecnología con la que se ha trabajado en este TFM.

#### A. Diversidad de polarización

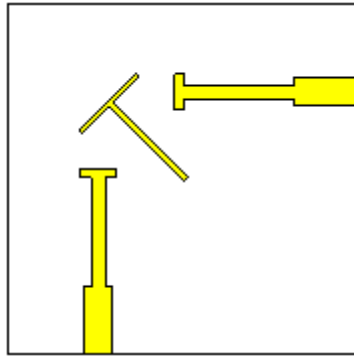
El aislamiento entre los elementos de la antena se puede mejorar utilizando la diversidad de polarización. El aislamiento se incrementa colocando ortogonalmente las antenas polarizadas linealmente, como se ha comentado en el apartado anterior. Orientar los elementos de antena ortogonalmente disminuye el acoplamiento en el plano de masa. Un ejemplo del modo de colocación de las antenas con polarización lineal es el mostrado en la **Figura 3-12**, donde a la izquierda se muestra la cara donde se ubican los parches y a la derecha los planos de masa correspondientes.



**Figura 3-12: Colocación ortogonal de antenas MIMO [16]**

#### B. Elementos parásitos

Los elementos parásitos se usan principalmente para reducir el acoplamiento ya que crea un campo acoplado opuesto al bloquear algunos de los acoplamientos que se producen entre los elementos de antena y, por lo tanto, reducir la corriente de RF en la antena cercana. El ancho de banda, el rango de aislamiento y el acoplamiento de corrientes superficiales se puede controlar diseñando un buen elemento parásito. Un ejemplo de colocación de elementos parásitos es el mostrado en la **Figura 3-13**.

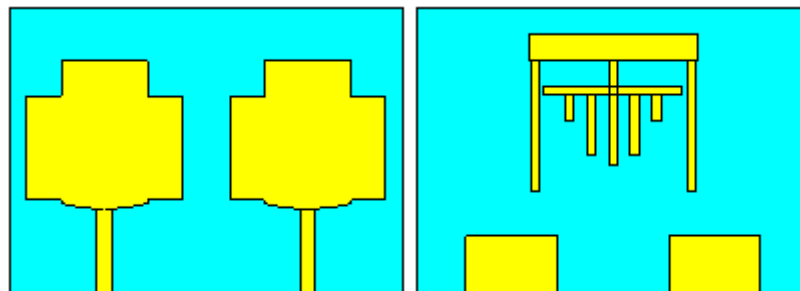


**Figura 3-13: Diseño antenas MIMO 2x1 con elemento parásito [16]**

### C. Red de desacoplo

La red de desacoplamiento proporciona un acoplamiento negativo que cancela el acoplamiento producido por una antena a la antena adyacente al ser excitada, reduciendo así el acoplamiento entre los elementos de antena. El acoplamiento se debe principalmente a las ondas espaciales y a las ondas superficiales. Su presencia, produce también una disipación de potencia adicional entre las antenas debido a la resistencia parasita cuya presencia no se puede evitar. Debido a esto, las operaciones en alta frecuencia puede que no sean adecuadas. Además, la red de desacoplamiento aumenta la complejidad de la estructura de la antena, por lo que esta solución para reducir el acoplamiento entre antenas no se suele ver en los diseños UWB.

Un ejemplo de este tipo de diseño es el mostrado en la **Figura 3-14**, donde se muestran las caras correspondientes a los planos de las antenas y el plano de masa.



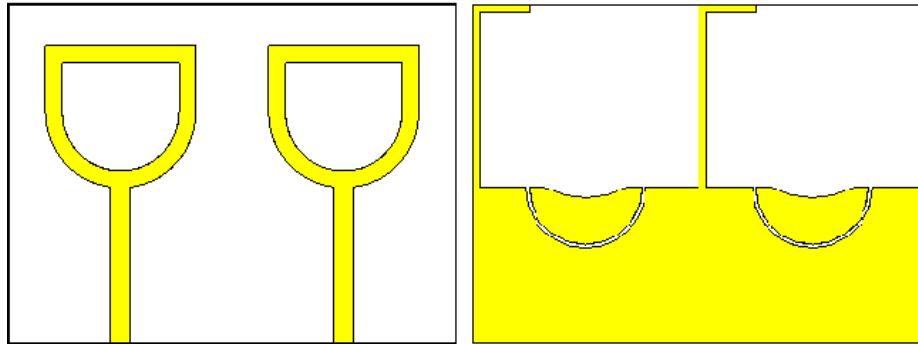
**Figura 3-14: Diseño antena MIMO 2x1 con red de desacoplo [16]**

### D. Defected Ground Structures (DGS)

La presencia de una imperfección en plano de masa se representa como una estructura de suelo defectuosa (DGS). El defecto induce inductancia y capacitancias, actuando como un filtro banda eliminada. La forma y las dimensiones del defecto alteran la distribución de corriente en el plano de masa y propaga las ondas electromagnéticas en el sustrato. Como el defecto produce inductancias y capacitancias, se obtiene una propiedad de rechazo de banda, suprimiendo así las corrientes superficiales y de esa forma disminuye el acoplamiento en varios decibelios. El ajuste cuidadoso de las dimensiones del DGS reduce las corrientes superficiales y reduce la correlación entre las antenas.

Un ejemplo de DGS son la colocación de ranuras en el plano de masa, donde también se pueden insertar stubs o tiras de metal para mejorar el aislamiento. Las formas de estos stubs o tiras y su colocación es variada, pero por lo general no debe coincidir con la colocación de la antena en el plano contrapuesto.

Un ejemplo de DGS es el mostrado en la **Figura 3-15**, donde se han introducido ranuras y stubs en el plano de masa.



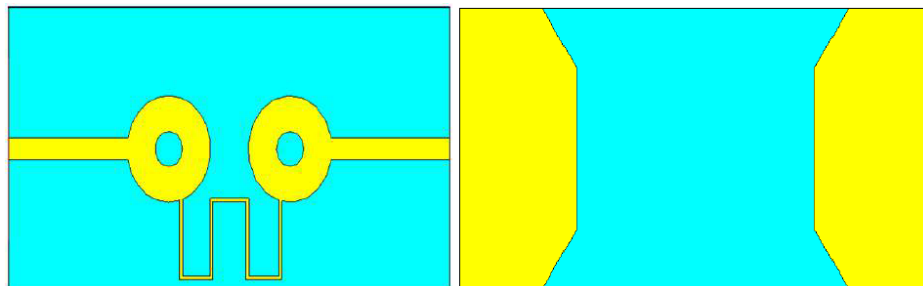
**Figura 3-15: Diseño antenas MIMO 2x1 con DGS y Stubs [16]**

En el diseño de esta figura, se propone una antena híbrida que consta de un anillo semicircular y un anillo semi-cuadrado. Se introduce una DGS en el plano de tierra que se usa para mejorar el aislamiento entre las antenas, lo que mejora también el ancho de banda de impedancia. Además, se introduce un stub en el plano de masa para mejorar aún más el aislamiento.

#### *E. Línea de neutralización*

En la técnica de la línea de neutralización, la corriente del elemento excitante se toma en una ubicación específica, y se selecciona una longitud apropiada de la línea de neutralización de modo que se invierta la fase de la corriente. Para reducir la cantidad de corriente acoplada se alimenta la propia corriente que se invirtió a la antena adyacente. Con las antenas cada vez más compactas en espacio, la técnica de línea de neutralización es la mejor técnica en cuanto aprovechamiento del espacio se refiere, ya que requiere menos espacio en la superficie y no se realizan modificaciones en el plano de masa. La falta de un enfoque sistemático para determinar la ubicación de la línea de neutralización hace que esta técnica dependa principalmente de un proceso de prueba y error.

Un ejemplo de diseño MIMO con línea de neutralización es el mostrado en la **Figura 3-16**.



**Figura 3-16: Diseño antenas MIMO 2x1 con línea de neutralización [16]**

### *G. Estructuras EBG*

Como se comentó en el **apartado 3.3.2**, las estructuras EBG se pueden emplear para mejorar el aislamiento entre distintos elementos. No obstante, este método no es viable para aislar elementos en sistemas UWB ya que implicaría una gran cantidad de estructuras EBG para cubrir el amplio rango de frecuencia de UWB.



## 4 Diseño de filtros EBG

---

En este capítulo se abordará el diseño de varios filtros basados en las *Electromagnetic Band Gap Structures* (estructuras EBG), como ya se vieron en más detalle en el **apartado 3.3.2** de este documento.

En primer lugar, se comentará el diseño de tres estructuras EBG unitarias con el objetivo de filtrar las tres bandas comentadas en el **apartado 5.2**.

En segundo lugar, con el objetivo de eliminar dos bandas con el uso de una única estructura EBG, se comenta el diseño de tres estructuras EBG modificadas que eliminarán dos bandas cada una (centradas en 3.5 GHz - 5.5 GHz, 3.5 GHz - 7.5 GHz, 5.5 GHz - 7.5GHz). Este tipo de estructuras modificadas ya fueron presentadas en el **apartado 5.2**.

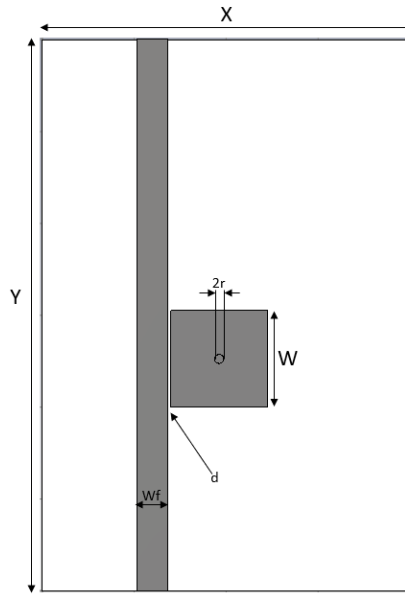
En tercer y último lugar se presenta el diseño de varias versiones de una estructura EBG modificada capaz de filtrar tres bandas con una única estructura EBG, uno de los objetivos principales propuestos en el desarrollo de este TFM y que será añadido a la antena diseñada en la configuración anterior para crear posteriormente las antenas MIMO UWB con tres bandas eliminadas.

Las decisiones y limitaciones de los diseños, así como el efecto de los parámetros presentes en él, serán detallados junto a los resultados que abordan cada una de las propuestas realizadas.

### 4.1 Diseño filtros EBG con una banda eliminada

En este apartado se comenta el diseño de tres elementos EBG unitarios distintos centrados en 3.5 GHz, 5.5 GHz y 7.5 GHz para filtrar las bandas ya comentadas y a la vez para servir de punto de partida en el conocimiento de la tecnología EBG. Para ello se presenta un diseño ideal, colocando los diseños cerca de una línea de transmisión situada entre 2 puertos de simulación, sin elementos extra que afecten a las resonancias dominantes en los distintos filtros. Por último, todos los diseños unitarios se colocarán en conjunto para obtener la eliminación de las tres bandas deseadas, comentando el efecto de cada parámetro presente en el diseño.

#### 4.1.1 Filtro EBG centrado en 3.5 GHz



**Figura 4-1: Filtro EBG centrado en 3.5 GHz.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	60
<b>X</b>	40
<b>W</b>	10.51
<b>wf</b>	3.3
<b>h</b>	1.594
<b>r</b>	0.5
<b>d</b>	0.3

**Tabla 4-1: Parámetros Filtro EBG 3.5 GHz.**

Este tipo de filtros, los *mushroom-type* EBG o EBG tipo seta siguen las ecuaciones presentadas en el **apartado 3.3.2**. La vía central de la estructura une el plano de masa y la estructura EBG, por lo que:

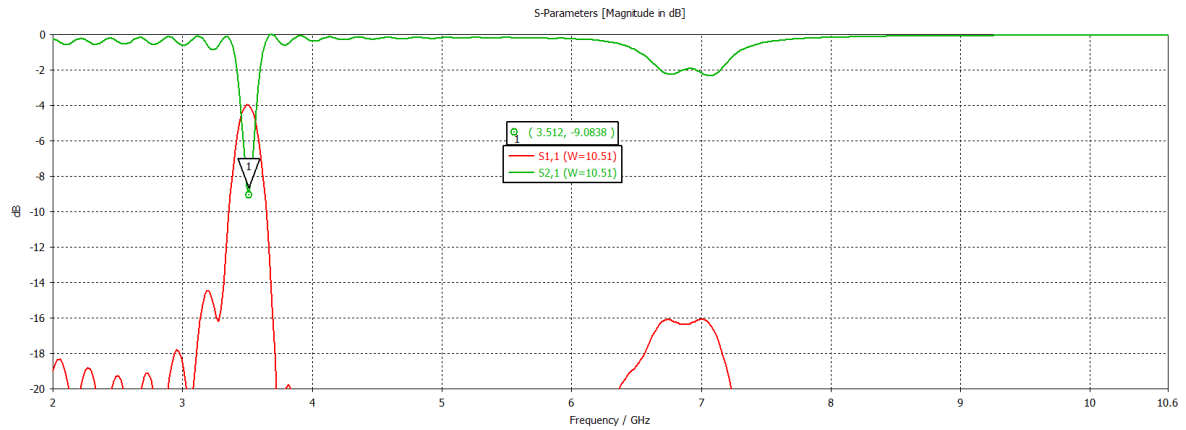
$$\text{Altura de la vía} = h = 2 * \text{espesor}_{\text{cobre}} + \text{espesor}_{\text{sustrato}} \quad (7.1)$$

El radio y la altura de la vía quedarán fijos, por lo que los parámetros que permitirán modificar la frecuencia de resonancia de la estructura son el ancho de la estructura (W) y el gap entre la línea de alimentación y la estructura (d). En el **apartado 4.1.4** se comentará en detalle el efecto del parámetro “d” en la respuesta del filtro.

El parámetro “d” se ha fijado en 0.3mm por la limitación de separación entre pistas que habría a la hora de construir el diseño si se llevara a cabo. Respecto al ancho de la estructura, cuanto mayor sea esta menor será la frecuencia de resonancia resultante. Por lo tanto, cuanto menor sea la frecuencia que se quiera filtrar con la estructura, mayor será el ancho de la estructura y más espacio ocupará en el diseño.

La respuesta del diseño de la **Figura 4-1** en reflexión y transmisión entre los puertos conectados por la línea de transmisión, es la mostrada en la **Figura 4-2**.



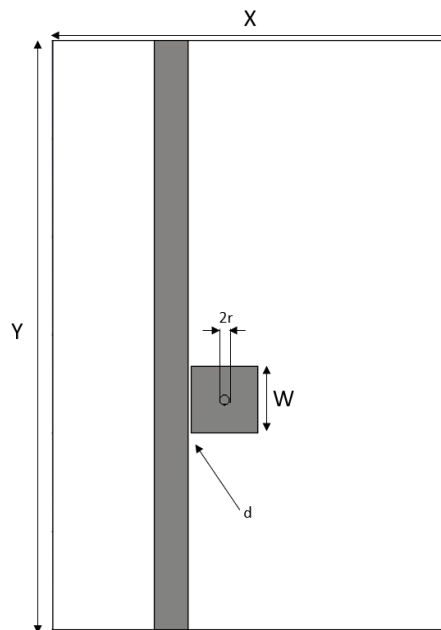


**Figura 4-2: Parámetros S filtro EBG 3.5 GHz.**

Una de las conclusiones que se pueden sacar de la respuesta en transmisión, observando que el pico de rechazo en transmisión no llega a los -10dB es que la capacidad de filtrado de la estructura es limitada y habría que comprobar si al añadir la estructura al diseño de la antena se filtraría correctamente la banda. Aparte, el tamaño de la estructura es considerable por lo que a bajas frecuencias y para eliminar una frecuencia por estructura quizá sea más interesante contemplar otras opciones tecnológicas.

Otra opción, si las limitaciones en la construcción del diseño lo permiten, sería reducir el gap entre la línea de alimentación y la estructura EBG, lo que modifica la capacidad entre las estructuras, desplazando la frecuencia de resonancia y variando el valor máximo del pico de resonancia. Este hecho será comentado en el **apartado 4.1.4**.

#### 4.1.2 Filtro EBG centrado en 5.5 GHz

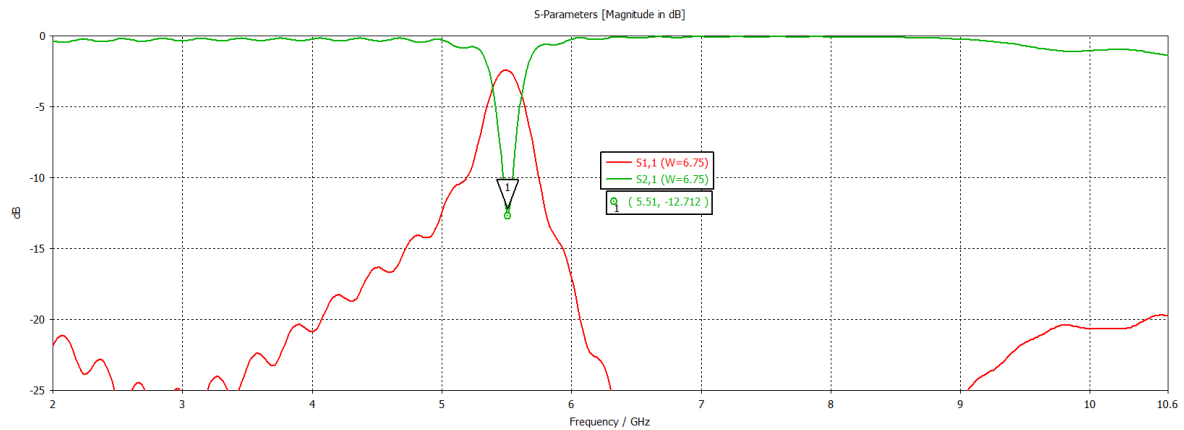


**Figura 4-3: Filtro EBG centrado en 5.5 GHz.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	60
<b>X</b>	40
<b>W</b>	<b>6.75</b>
<b>wf</b>	3.3
<b>h</b>	1.594
<b>r</b>	0.5
<b>d</b>	0.3

**Tabla 4-2: Parámetros Filtro EBG 5.5 GHz.**

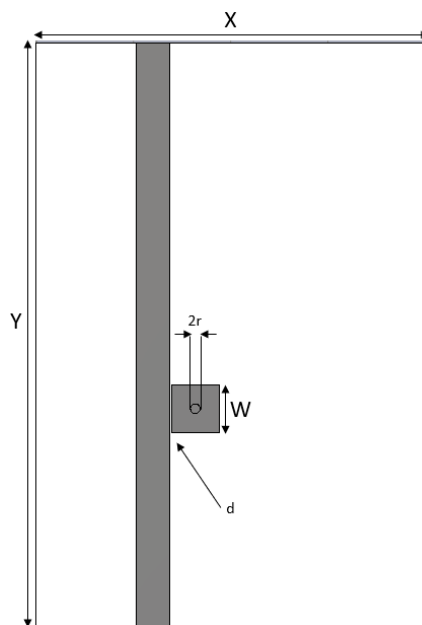
La respuesta en reflexión y transmisión del filtro es la siguiente:



**Figura 4-4: Parámetros S filtro EBG 5.5 GHz.**

En este caso, comparado al filtro de 3.5 GHz presentado en el apartado anterior, el pico de la resonancia alcanza un valor mayor, por lo que filtraría de mejor manera la banda centrada en 5.5 GHz respecto a la banda centrada en 3.5 GHz del diseño anterior. La estructura resultante, como se ha comentado anteriormente, presenta un tamaño menor.

### 4.1.3 Filtro EBG centrado en 7.5 GHz

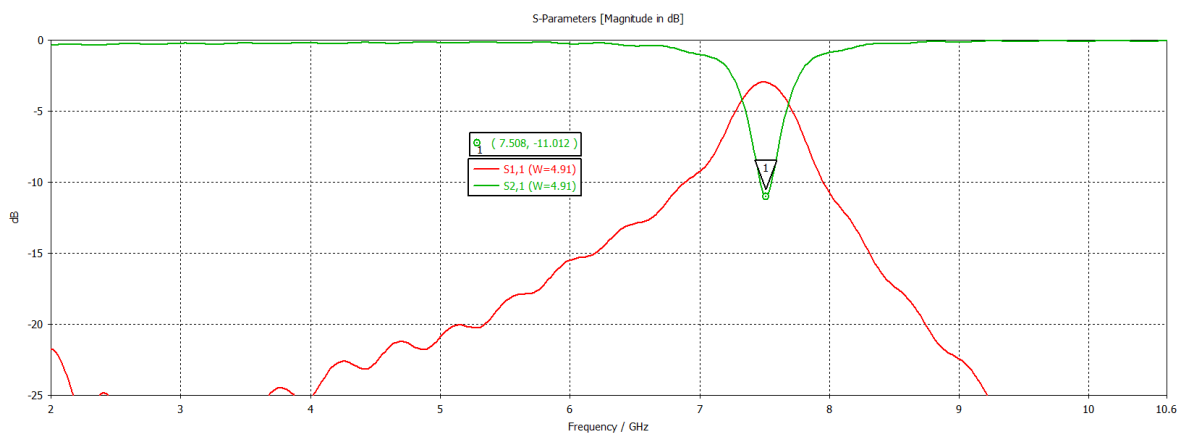


**Figura 4-5: Filtro EBG centrado en 7.5 GHz.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	60
<b>X</b>	40
<b>W</b>	<b>4.91</b>
<b>wf</b>	3.3
<b>h</b>	1.594
<b>r</b>	0.5
<b>d</b>	0.3

**Tabla 4-3: Parámetros Filtro EBG 7.5 GHz.**

La respuesta en reflexión y transmisión del filtro es la siguiente:

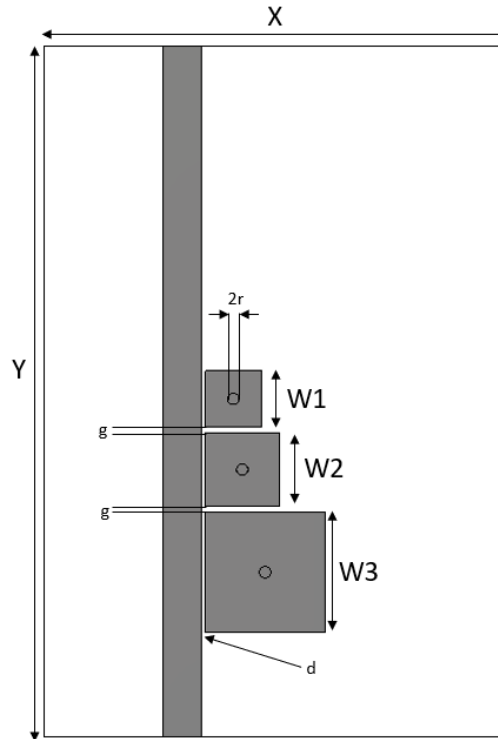


**Figura 4-6: Parámetros S filtro EBG 7.5 GHz.**

Se puede observar que presenta un nivel de rechazo similar al mostrado por el filtro de 5.5 GHz y un ancho de banda de rechazo mayor.

#### 4.1.4 Filtros EBG en conjunto

Con este tipo de estructuras, y como se comentó en el apartado 3.3.2, para eliminar cada una de las bandas que se deseen en un diseño es necesario el uso de una estructura por cada banda, con las limitaciones estructurales que conlleva. En este apartado se muestra el funcionamiento en conjunto de los tres filtros comentados en los apartados anteriores, buscando su resonancia en las mismas tres frecuencias centrales. El diseño es el mostrado en la **Figura 4-7**.



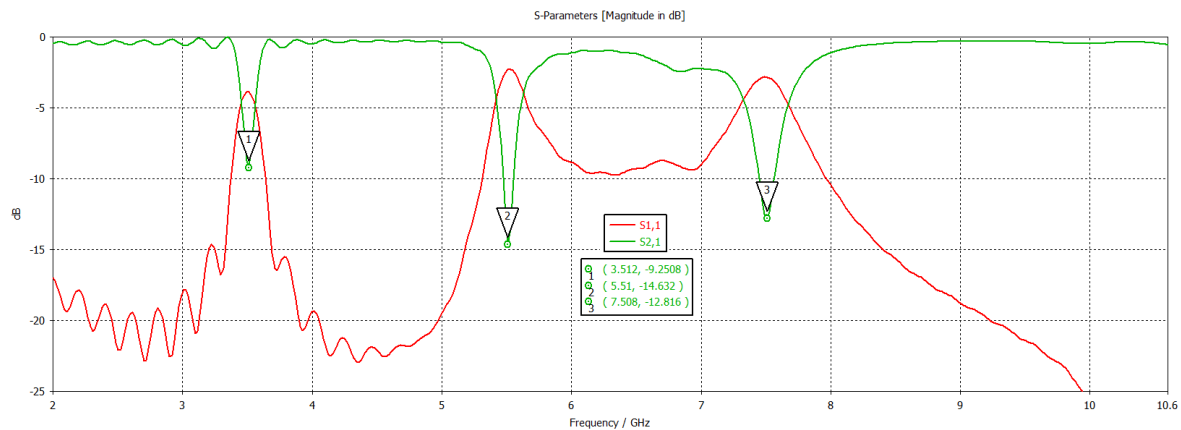
**Figura 4-7: Tres estructuras unitarias EBG en conjunto.**

En el caso del diseño en conjunto de las estructuras unitarias, aparece un nuevo parámetro a tener en cuenta, la distancia entre cada una de las estructuras unitarias “g”. Este gap entre las distintas estructuras producirá una nueva capacidad en el circuito LC equivalente, modificando la frecuencia de resonancia mostrada por cada una de las estructuras en los apartados anteriores, exactamente disminuyéndola debido al aumento de la capacidad. Los valores de los parámetros del diseño son los mostrados en la **Tabla 4-4**.

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	60
<b>X</b>	40
<b>W3</b>	<b>10.39</b>
<b>W2</b>	<b>6.41</b>
<b>W1</b>	<b>4.87</b>
<b>wf</b>	3.3
<b>h</b>	1.594
<b>g</b>	0.5
<b>r</b>	0.5
<b>d</b>	0.3

**Tabla 4-4: Parámetros diseño en conjunto filtros EBG unitarios**

Como se puede ver en la **Tabla 4-4**, el tamaño de todas las estructuras ha sido reducido para compensar el aumento de la capacidad al estar cada una cerca de otra. El resultado del coeficiente de reflexión y transmisión es el mostrado en la **Figura 4-8**.

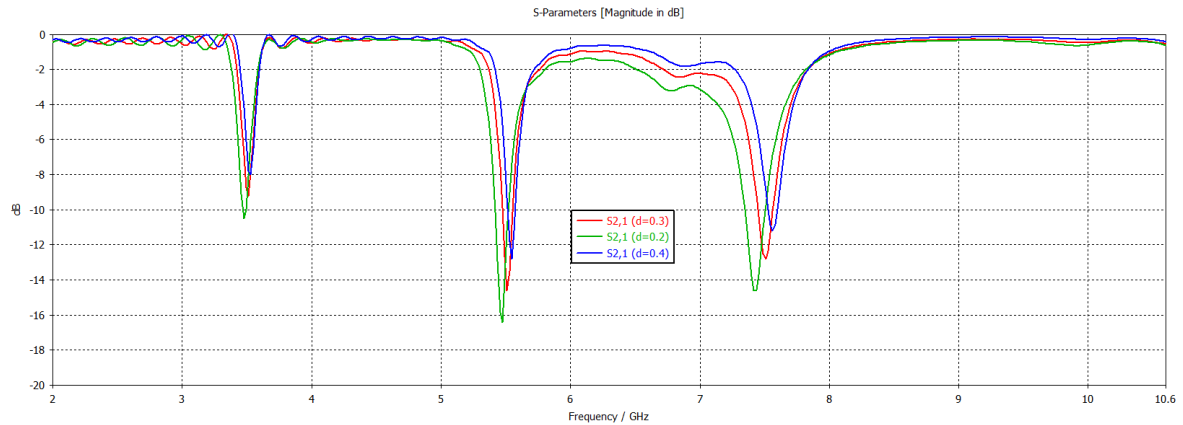


**Figura 4-8: Parámetros S de los filtros EBG unitarios en conjunto.**

El valor del gap entre los elementos también debe ser elegido teniendo en cuenta las restricciones del diseño. Cuanto mayor sea el valor del gap menor será la capacidad añadida al circuito, por lo que la reducción del tamaño de los elementos unitarios sería menor para compensar los desplazamientos de las resonancias. Es decir, si con los valores de la **Tabla 4-4** con los que se ha obtenido el resultado de la **Figura 4-8** se aumenta el valor del gap, las frecuencias de las tres resonancias disminuirían por lo que habría que aumentar el tamaño de cada estructura para compensar. Por lo tanto, en términos de diseño estructural sería mejor opción que el valor del gap sea lo menor posible.

Por otro lado, como se introdujo en los apartados anteriores, la distancia entre los elementos a la línea de alimentación (“d”) juega un papel importante en la respuesta del diseño. La modificación de esta distancia modifica el acoplamiento entre las estructuras EBG y la línea de alimentación, modifica la capacidad en el circuito equivalente y juega un papel importante en el valor que toman las bandas en su frecuencia central. Cuanto menor sea esta distancia, las frecuencias de resonancia disminuirán y aumentarán los picos de resonancia y el ancho de las bandas eliminadas con el criterio de ancho de banda a -10dB. Al aumentar su valor, el efecto será el contrario. La elección del valor de este parámetro queda determinada en general por los límites del diseño en fabricación. No obstante, en ciertos diseños de estructuras puede que sea necesario que este valor sea menor para obtener el funcionamiento deseado de la estructura, a pesar del aumento en la dificultad de fabricación. Este hecho será presentado en la propuesta de este TFM del diseño de un filtro EBG modificado capaz de eliminar tres bandas con una única estructura (**apartado 4.3**).

Este comportamiento descrito del parámetro “d” se ve reflejado en la **Figura 4-9**, donde se muestra el coeficiente de transmisión del diseño con distintos valores de la distancia entre la línea de alimentación y las estructuras EBG unitarias.



**Figura 4-9: Efecto de la variación de la distancia entre la línea de transmisión y las estructuras EBG.**

Por último, en cuanto a diseño estructural, esta estructura de tres elementos unitarios no podría añadirse al diseño de la antena UWB presentado en el **apartado 5.2**. Se podría colocar uno de los elementos a la izquierda de la línea de la alimentación y los otros dos a la derecha, por ejemplo, pero el filtro centrado en 3.5GHz es más grande el comienzo de la línea de la alimentación o el largo del táper, por lo que no podría ser incorporado.

No obstante, cabe destacar la simplicidad de los diseños y la facilidad a la hora de seleccionar la frecuencia de resonancia deseada de los filtros.

## **4.2 Diseño filtros EBG modificados con dos bandas eliminadas**

En el **apartado 3.1.3.2** se comentó cómo modificando una estructura EBG unitaria, como las presentadas en el apartado anterior, se podía conseguir una estructura EBG capaz de eliminar dos bandas de frecuencia con una sola estructura. Esto se consigue cortando un slot en la estructura cuadrada presentada en el apartado anterior, resultando en una estructura con dos ramas visibles como la mostrada en la **Figura 3-9**. El control de las frecuencias de resonancia se consigue con la flexibilidad en las dimensiones de la estructura EBG modificada.

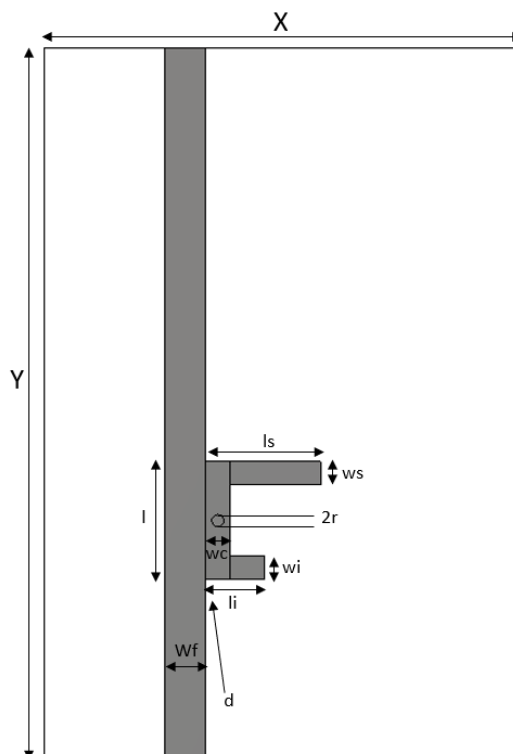
En este apartado se presenta el diseño ideal de tres estructuras EBG modificadas, con el objetivo de eliminar dos bandas de frecuencia con cada estructura las correspondientes a las bandas centradas en:

- 3.5 GHz y 5.5GHz
- 3.5 GHz y 7.5 GHz
- 5.5 GHz y 7.5 GHz.

Como en el apartado anterior, se trata de un diseño ideal junto a una línea de transmisión, que se podría ver afectado al agregar el elemento al diseño de la antena, por las resonancias propias de la misma, lo que conllevaría el reajuste de las dimensiones del filtro. Se comentarán las decisiones de diseño tomadas y el efecto de los diferentes parámetros presentes.

### 4.2.1 Filtro M-EBG bandas 3.5 GHz – 5.5 GHz

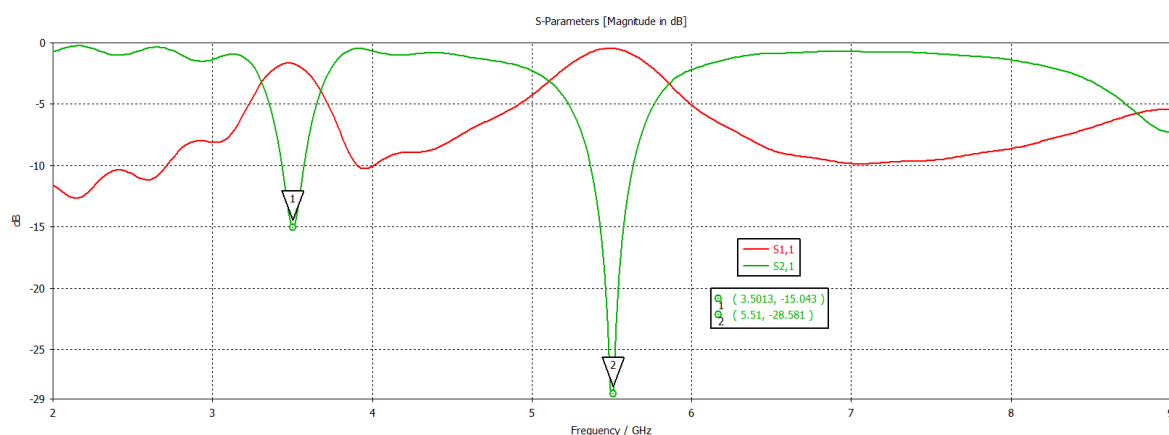
La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 4-10** y el resultado del coeficiente de reflexión y transmisión en simulación del diseño es el mostrado en la **Figura 4-11**. Para hacer que el diseño filtre las bandas deseadas, se han modificado los parámetros de la estructura presentados en la **Tabla 4-5** (en negrita) hasta conseguir el resultado deseado.



**Figura 4-10: Filtro M-EBG centrado en 3.5 GHz y 5.5 GHz.**

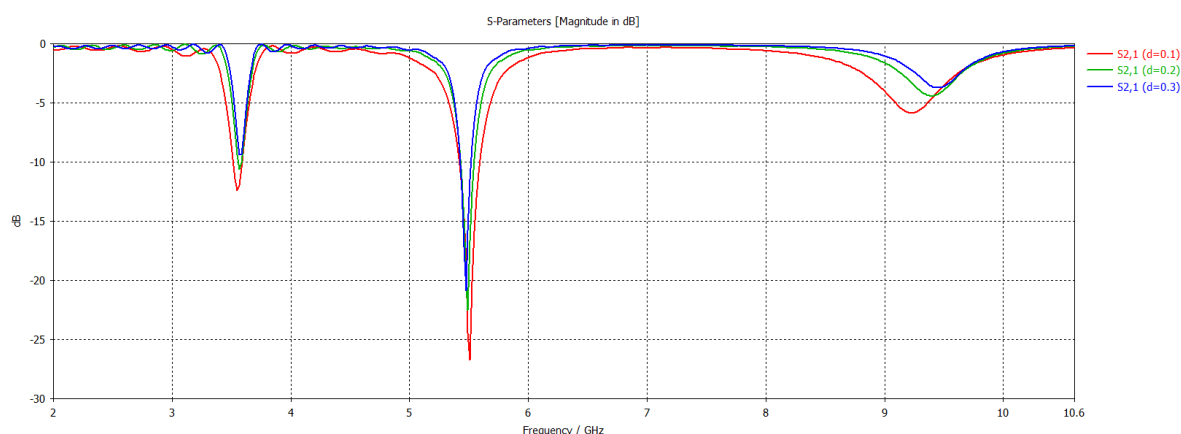
Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	60
<b>X</b>	40
<b>l</b>	<b>10</b>
<b>ls</b>	<b>9.7</b>
<b>li</b>	<b>5.3</b>
<b>wf</b>	3.3
<b>ws</b>	<b>2</b>
<b>wc</b>	<b>2</b>
<b>wi</b>	<b>2</b>
<b>r</b>	0.5
<b>d</b>	0.05

**Tabla 4-5: Parámetros filtro M-EBG 3.5 GHz – 5.5 GHz.**



**Figura 4-11: Parámetros S filtro M-EBG centrado en 3.5 GHz y 5.5 GHz.**

Se puede observar que el rechazo en la banda de 5.5 GHz resulta ser mayor y, por tanto, el ancho de la banda filtrada (con el criterio de ancho de banda a -10dB). No obstante, las dos bandas presentan un buen nivel de rechazo, debido a la baja separación del filtro respecto a la línea de alimentación. Aumentando el valor de esta distancia, a unos valores más sencillos de fabricar, se puede comprobar el efecto ya comentado en el apartado anterior, baja el nivel de rechazo y por consiguiente se desplaza la frecuencia central de la banda rechazada y se reduce el ancho de banda de la misma (**Figura 4-12**). Sin embargo, podría ser un nivel de rechazo suficiente para poder trabajar con el diseño de la antena propuesta en los **apartados 5.2.1** y **5.2.2**, por ejemplo. En el caso de aumento del parámetro “d”, se podría volver a reajustar los parámetros para comprender la banda de rechazo deseada.

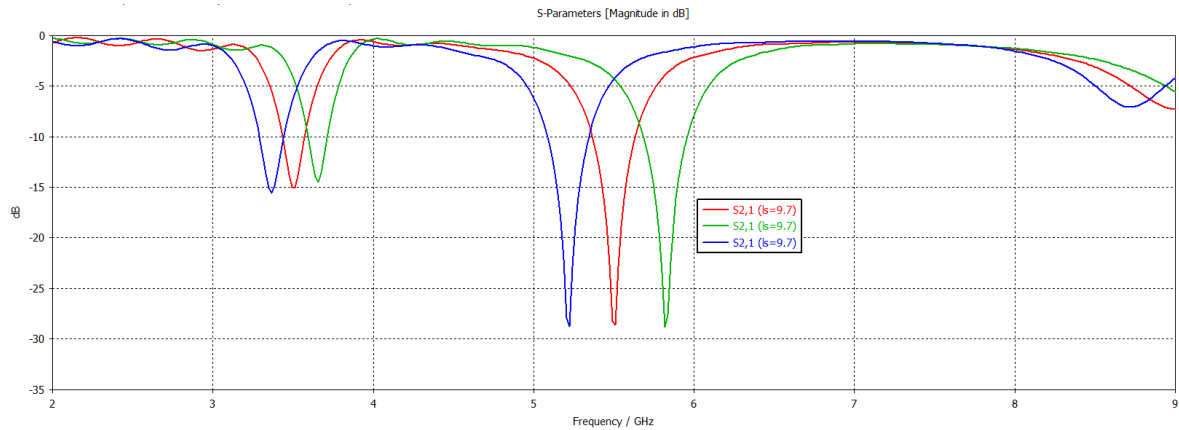


**Figura 4-12: Variación paramétrica de “d” en el filtro M-EBG para 3.5 GHz - 5.5 GHz.**

A pesar de que este filtro M-EBG tiene una forma distinta que las estructuras presentadas en el **apartado 4.1** y presenta una mayor flexibilidad en la variación de los parámetros, el comportamiento es parecido. Cuanto mayor sea la longitud de los brazos del filtro, menor será la frecuencia de resonancia resultante debido al aumento de la capacidad.

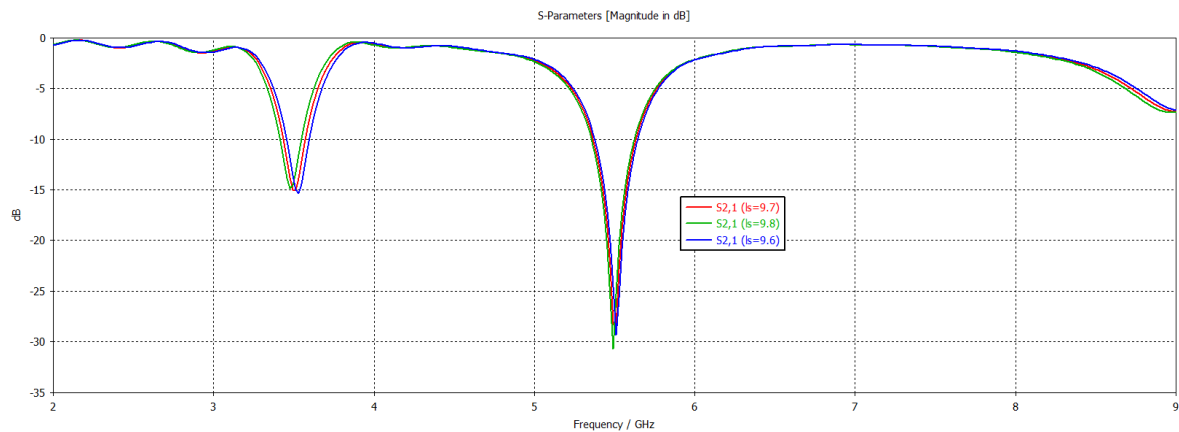
Por ejemplo, aumentar la longitud del brazo vertical bajaría la frecuencia de resonancia en ambas bandas. Por el contrario, reducir su longitud aumentaría las frecuencias de resonancia del filtro. Este efecto se muestra en la **Figura 4-13**.



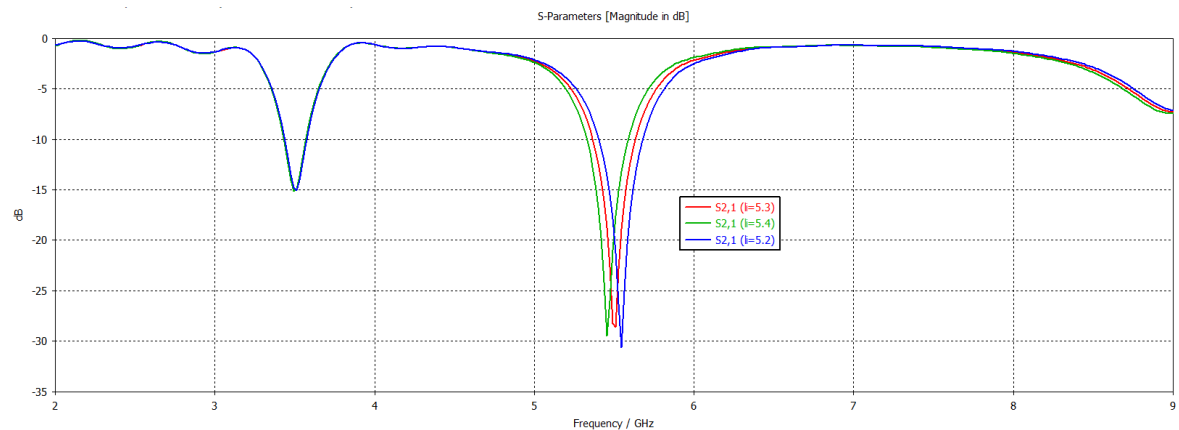


**Figura 4-13: Variación paramétrica de “l” en el filtro M-EBG para 3.5 GHz - 5.5 GHz.**

La longitud del brazo superior (“ls”), al ser mayor, va a ser la que determine en mayor medida la frecuencia de resonancia de la banda centrada en 3.5 GHz y por el contrario el brazo de longitud menor (“li”) la que determine la de 5.5 GHz. No obstante, la variación de ambos parámetros en solitario va a modificar ambas frecuencias de resonancia, en mayor o menor medida. En las siguientes dos figuras se muestran los resultados de un pequeño barrido paramétrico de ambas longitudes.



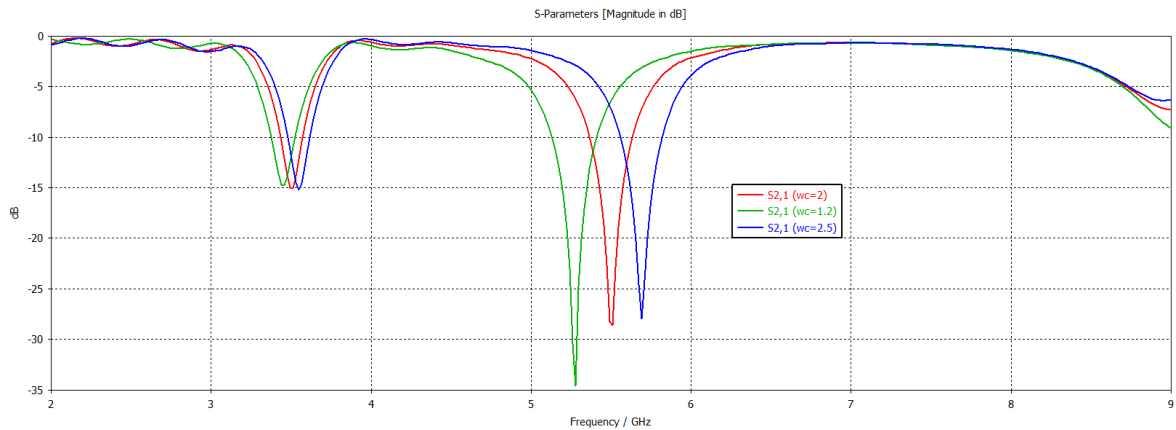
**Figura 4-14: Variación paramétrica de “ls” en el filtro M-EBG para 3.5 GHz - 5.5 GHz.**



**Figura 4-15: Variación paramétrica de “li” en el filtro M-EBG para 3.5 GHz - 5.5 GHz.**

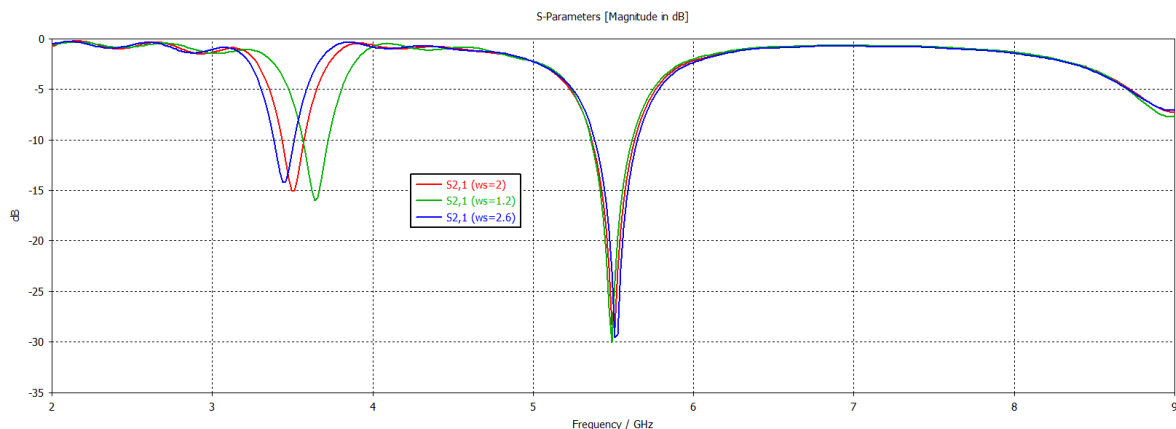
La variación de la longitud del brazo superior ha producido un desplazamiento de las dos bandas rechazadas, aunque como se ha comentado anteriormente el desplazamiento de la banda de 3.5GHz ha sido más notable. Por el contrario, tal y como se ha detallado, variar la longitud del brazo inferior permite en mayor medida modificar la frecuencia de resonancia de la banda de 5.5 GHz y siendo, en este caso, casi imperceptible la variación de la banda de 3.5 GHz.

En cambio, modificar la anchura de todos los brazos produce un efecto contrario. Aumentar la anchura de todos los brazos va a aumentar la frecuencia de resonancia de las bandas y, por el contrario, disminuir la anchura va a disminuir la frecuencia de resonancia de las bandas, como se muestra en la siguiente figura:



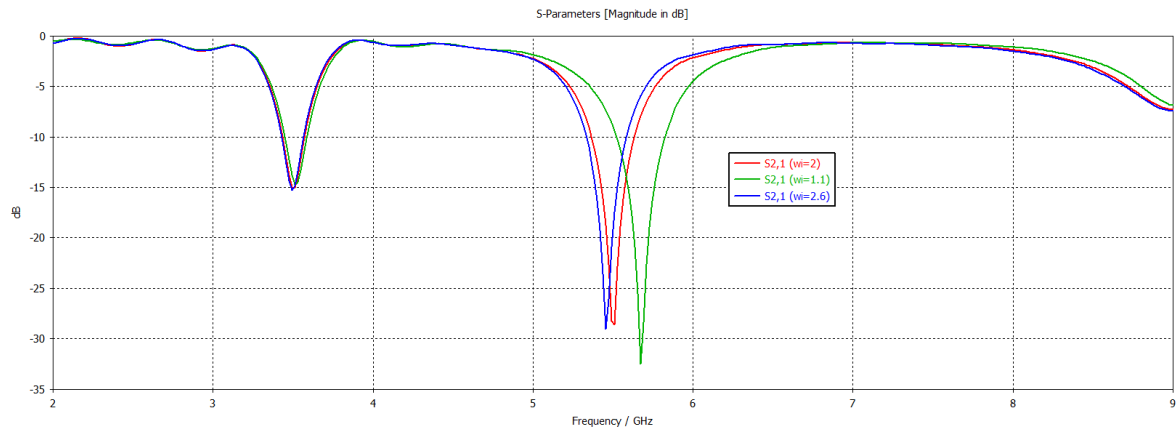
**Figura 4-16: Variación paramétrica de “wc,ws,wi” en el filtro M-EBG para 3.5 GHz - 5.5 GHz.**

Modificar la anchura de sólo uno de los brazos, como por ejemplo del brazo superior, modifica la frecuencia de resonancia de la banda de 3.5GHz y el ancho de banda rechazado, y en menor medida modifica la banda de 5.5 GHz. Se puede observar que disminuir la anchura del brazo superior desplaza la frecuencia central y mejora el rechazo, aumentando por consiguiente el ancho de banda de rechazo, como se puede ver en la **Figura 4-17**.



**Figura 4-17: Variación paramétrica de “ws” en el filtro M-EBG para 3.5 GHz - 5.5 GHz.**

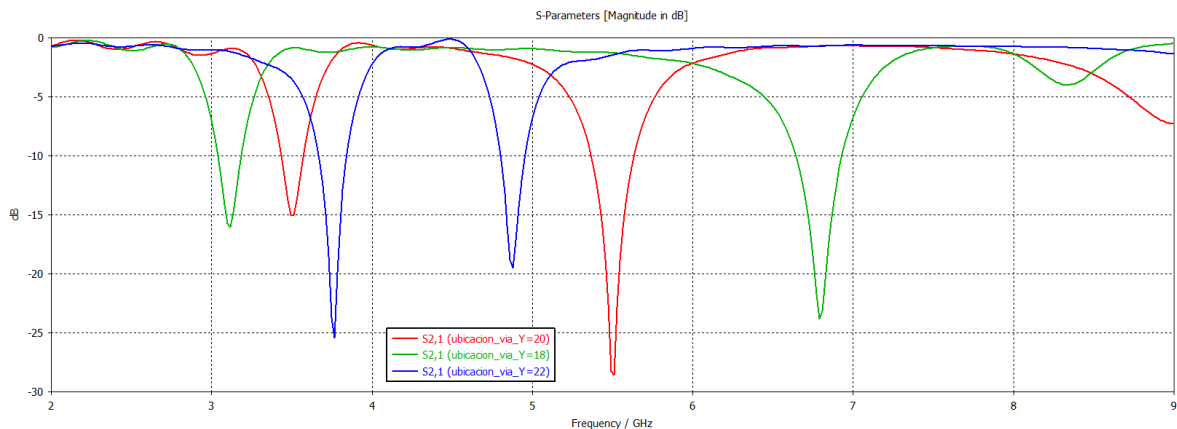
El mismo comportamiento se puede observar modificando la anchura del brazo inferior, lo que modifica en mayor medida la banda centrada en 5.5 GHz.



**Figura 4-18: Variación paramétrica de “wi” en el filtro M-EBG para 3.5 GHz - 5.5 GHz.**

Por último, otro parámetro que puede servir para modificar la respuesta que proporciona el filtro es la ubicación de la vía en la estructura. Esta ubicación se puede modificar tanto horizontalmente como verticalmente.

En este diseño, la variación horizontal de la posición de la vía no ha causado ningún efecto considerable a tener en cuenta. No obstante, la variación de la posición vertical si tiene un efecto significativo. Aumentar la posición vertical de las vías acerca la frecuencia central de las bandas una a otra y, por el contrario, disminuir la posición vertical aleja las bandas una de otra, como se puede apreciar en la siguiente figura:

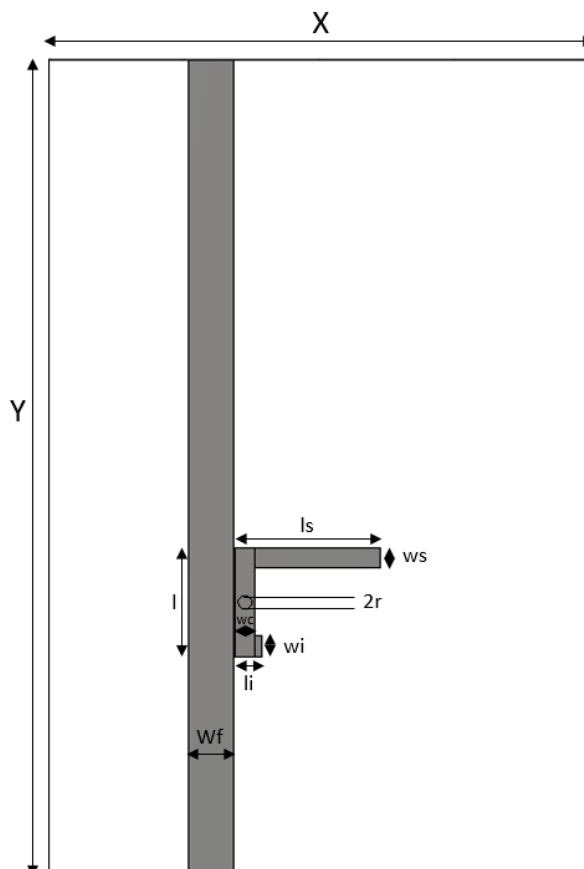


**Figura 4-19: Variación paramétrica de la posición vertical de la vía en la estructura.**

Se puede concluir entonces que para obtener las dos bandas que se desean eliminar se pueden utilizar distintos valores de cada parámetro, pudiéndose obtener de diferentes formas un filtro que realice una función similar. Cada diseño presentará una respuesta diferente, y dependiendo de los deseos del diseñador o de los requisitos del diseño, se podrá obtener un mayor o menor rechazo en una banda o un ancho de banda mayor o menor dependiendo de la forma final del diseño. En el **apartado 4.3** se presentarán por ejemplo distintos diseños con el mismo objetivo de filtrar las tres bandas mencionadas en el **apartado 5.1.2**.

### 4.2.2 Filtro M-EBG bandas 3.5 GHz – 7.5 GHz

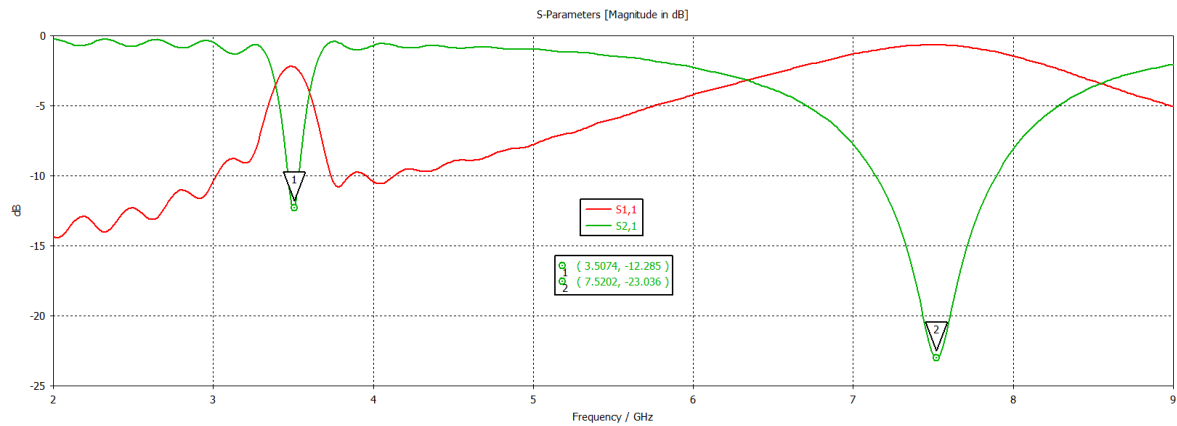
Siguiendo el proceso de diseño comentado en el apartado anterior, en este caso para filtrar la banda centrada en 7.5GHz en vez de la de 5.5 GHz, se llega al resultado de simulación del coeficiente de reflexión y transmisión mostrado en la **Figura 4-21**, con los parámetros reflejados en la **Tabla 4-6** y siguiendo la estructura de diseño mostrada en la siguiente figura:



**Figura 4-20: Filtro M-EBG centrado en 3.5 GHz y 7.5 GHz.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	<b>60</b>
<b>X</b>	<b>40</b>
<b>l</b>	<b>8</b>
<b>ls</b>	<b>10.8</b>
<b>li</b>	<b>2</b>
<b>wf</b>	<b>3.3</b>
<b>ws</b>	<b>1.5</b>
<b>wc</b>	<b>1.5</b>
<b>wi</b>	<b>1.5</b>
<b>r</b>	<b>0.5</b>
<b>d</b>	<b>0.05</b>

**Tabla 4-6: Parámetros filtro M-EBG 3.5 GHz – 7.5 GHz.**



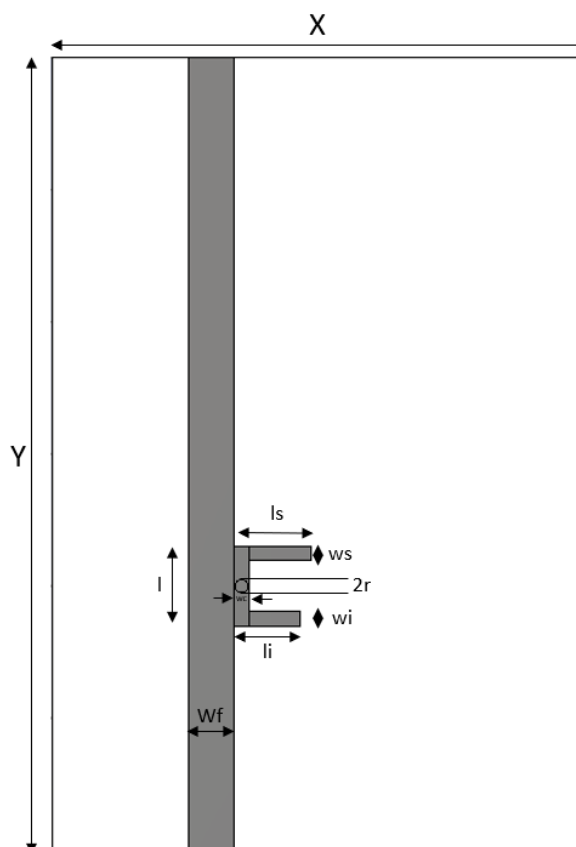
**Figura 4-21: Parámetros S del filtro M-EBG centrado en 3.5 GHz y 7.5 GHz.**

Se puede observar que el rechazo en la banda de 7.5 GHz resulta ser mayor y, por tanto, el ancho de la banda filtrada (con el criterio de ancho de banda a -10dB). No obstante, las dos bandas presentan un buen nivel de rechazo (por debajo de -10dB), debido a la baja separación del filtro respecto a la línea de alimentación.

Según se comentó en el apartado anterior, se puede llegar a obtener un filtro con una funcionalidad semejante con distintos valores de los parámetros que definen la estructura del diseño. En este caso, comparado al diseño del filtro centrado en 3.5 GHz y 5.5 GHz, se ha reducido el ancho de los brazos que componen la estructura del filtro, aparte de la longitud de cada uno de ellos. El brazo superior correspondería a la resonancia en 3.5GHz y el inferior la situada en 7.5 GHz. El comportamiento de la variación de cada parámetro es similar al descrito en el apartado anterior.

### 4.2.3 Filtro M-EBG bandas 5.5 GHz – 7.5 GHz

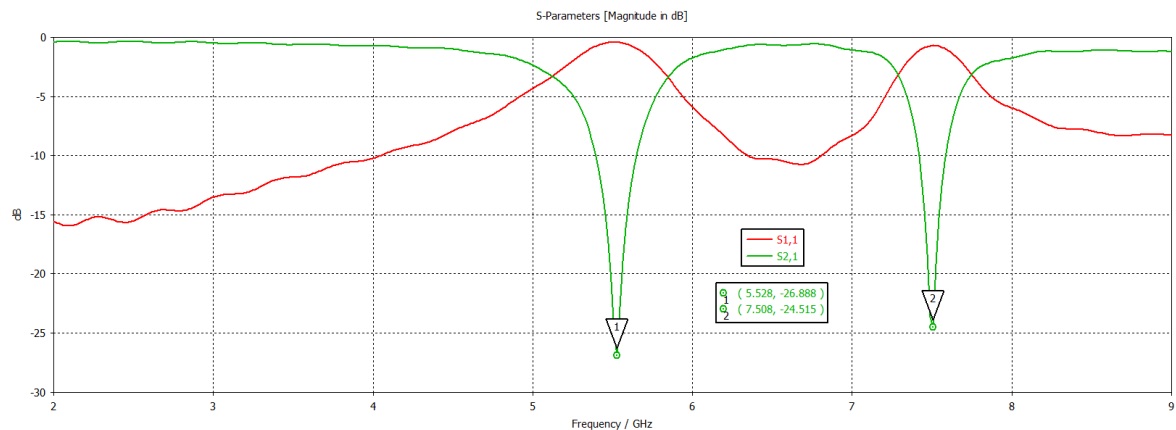
Por último, en este apartado se presenta el diseño y el resultado del coeficiente de transmisión en simulación del filtro de doble banda eliminada centrado en 5.5 GHz y 7.5 GHz. El proceso que se ha llevado a cabo para su diseño es similar al descrito en los apartados anteriores, siendo la estructura del diseño representada en la **Figura 4-22**, los valores de los parámetros que lo describen mostrados en la **Tabla 4-7** y finalmente el resultado de la simulación del coeficiente de reflexión y transmisión presentado en la **Figura 4-23**.



**Figura 4-22: Filtro M-EBG centrado en 5.5 GHz y 7.5 GHz.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	60
<b>X</b>	40
<b>l</b>	<b>6</b>
<b>ls</b>	<b>5.8</b>
<b>li</b>	<b>5</b>
<b>wf</b>	3.3
<b>ws</b>	<b>1.1</b>
<b>wc</b>	<b>1.1</b>
<b>wi</b>	<b>1.1</b>
<b>r</b>	0.5
<b>d</b>	0.05

**Tabla 4-7: Parámetros filtro M-EBG 5.5 GHz – 7.5 GHz.**



**Figura 4-23: Parámetros S del filtro M-EBG centrado en 5.5 GHz y 7.5 GHz.**

Se puede observar que el nivel de rechazo de ambas bandas es similar, presentando un buen nivel de rechazo (por debajo de -10dB) debido a la baja separación del filtro respecto a la línea de alimentación. En este caso en particular, la distancia entre la línea de alimentación y el filtro se podría aumentar manteniendo un buen nivel de rechazo por debajo de -10dB, por lo que se favorecería una hipotética fabricación del diseño realizado.

Tal y como se ha comentado anteriormente, se puede llegar a obtener un filtro con una funcionalidad semejante con distintos valores de los parámetros que definen la estructura del diseño. En este caso, comparado a los diseños anteriores, se ha reducido el ancho de los brazos que componen la estructura del filtro, aparte de la longitud de cada uno de ellos para obtener las resonancias deseadas. El brazo superior correspondería a la resonancia en 5.5GHz y el inferior la situada en 7.5 GHz. En este caso el brazo correspondiente a 7.5GHz tiene una longitud superior a la mostrada en el anterior apartado, debido a que se ha reducido la longitud del brazo central vertical, aparte de las compensaciones por el comportamiento diferente en conjunto con la otra resonancia presente. El comportamiento de la variación de cada parámetro es similar al descrito en los apartados anteriores.

### **4.3 Diseño filtros EBG modificados con tres bandas eliminadas**

En el **apartado 4.2** se comentó cómo modificando una estructura EBG unitaria, como las presentadas en el **apartado 4.1**, se podía conseguir una estructura EBG capaz de eliminar dos bandas de frecuencia con una sola estructura, diseñando tres filtros diferentes de doble banda eliminada que cubrían las bandas de 3.5 GHz - 5.5 GHz, 3.5 GHz - 7.5 GHz y 5.5 GHz - 7.5 GHz.

En este apartado, y como se ha comentado a lo largo de este documento en capítulos anteriores, se presenta el diseño de una estructura capaz de filtrar tres bandas diferentes a la vez con tan sólo el uso de una estructura unitaria, que representa uno de los objetivos principales perseguidos con el desarrollo de este TFM. Para ello, la idea principal reside en añadir un tercer brazo a las estructuras presentadas en el apartado anterior y realizar los ajustes necesarios para poder obtener resonancias en las distintas frecuencias centrales deseadas: 3.5GHz, 5.5GHz y 7.5GHz.

La estructura resultante del proceso de diseño será añadida al diseño de la antena UWB presentada en el **apartado 5.2** para obtener una antena UWB con características de triple banda eliminada. Por ello, mediante el estudio y entendimiento de cada uno de los parámetros que intervienen en el diseño de la estructura, se proponen varias versiones del filtro de triple banda eliminada que se han obtenido durante el proceso de diseño, con el objetivo de buscar la solución que mejor adapte su funcionamiento en conjunto con la antena UWB diseñada anteriormente.

Por último, cabe destacar que los diseños de los distintos filtros presentes en este capítulo se tratan de diseños ideales, sin otros elementos que afecten el comportamiento de la resonancia de los filtros. Por ello, el comportamiento de los mismos puede verse afectado en gran medida a la hora de añadir los filtros al diseño de la antena, afectando tanto al ancho de banda de rechazo como al nivel de rechazo en cada una de las bandas que se propone eliminar. Adicionalmente, aunque siempre se hable de bandas centradas en una frecuencia en particular, el objetivo final es filtrar una banda en particular y no tener el máximo nivel de rechazo a una frecuencia en particular, por lo que aunque en el diseño ideal se busque estas frecuencias centrales en concreto, a la hora de añadir el filtro a la antena, como se verá en el **capítulo 5**, se buscará intentar filtrar una banda en particular, cobrando menos importancia la ubicación de la frecuencia central de la banda rechazada.

#### **4.3.1 Versión nº1 del filtro de triple banda eliminada**

En este apartado se comenta el diseño de la primera versión del filtro de triple banda eliminada centrado en las bandas de 3.5 GHz, 5.5GHz y 7.5GHz, con el objetivo de, una vez añadido al diseño de la antena, filtrar las bandas comentadas en el **apartado 5.1.2**. También se detallará el estudio paramétrico de los parámetros involucrados en el diseño con el objetivo de entender cómo afectan cada uno al diseño y cómo a partir de ellos se pueden obtener distintas versiones del filtro que presenten distintas características de rechazo en cada banda, con el propósito de acoplar a la antena la versión que más se adecue a los requisitos de diseño del sistema completo que se propone en este TFM.

La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 4-24** y el resultado del coeficiente de reflexión y transmisión en simulación del diseño es el mostrado en la **Figura 4-26**. La estructura detalla del filtro se muestra en la **Figura 4-25**. Para hacer que el diseño filtre las bandas deseadas, se han modificado los parámetros de la estructura presentados en la **Tabla 4-8** (en negrita) hasta conseguir el resultado deseado.



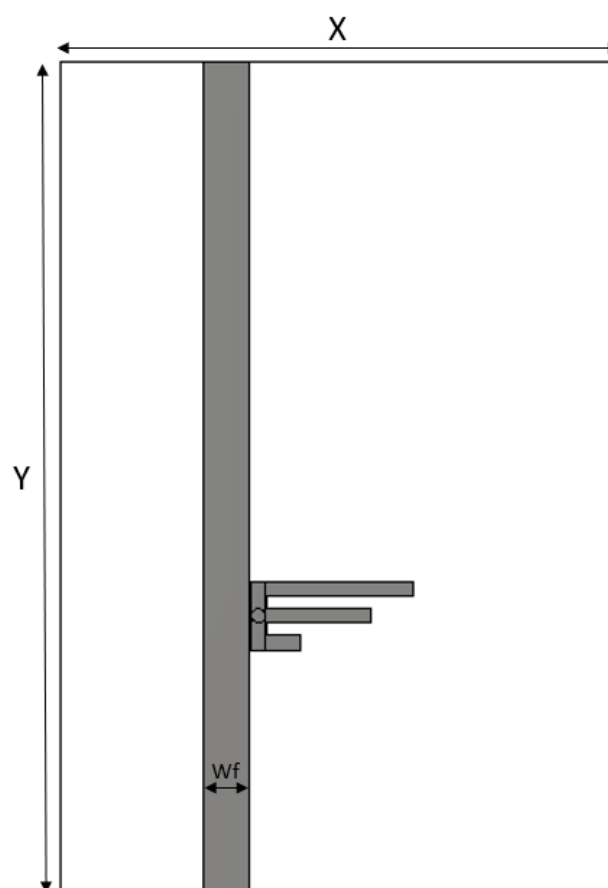


Figura 4-24: Filtro triple banda n°1.

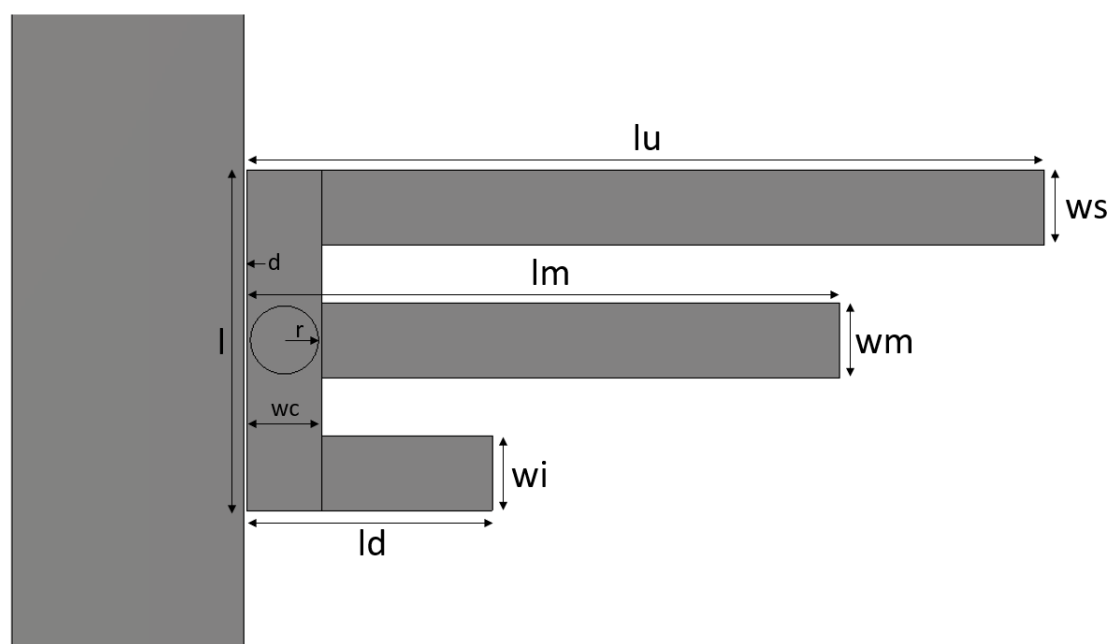
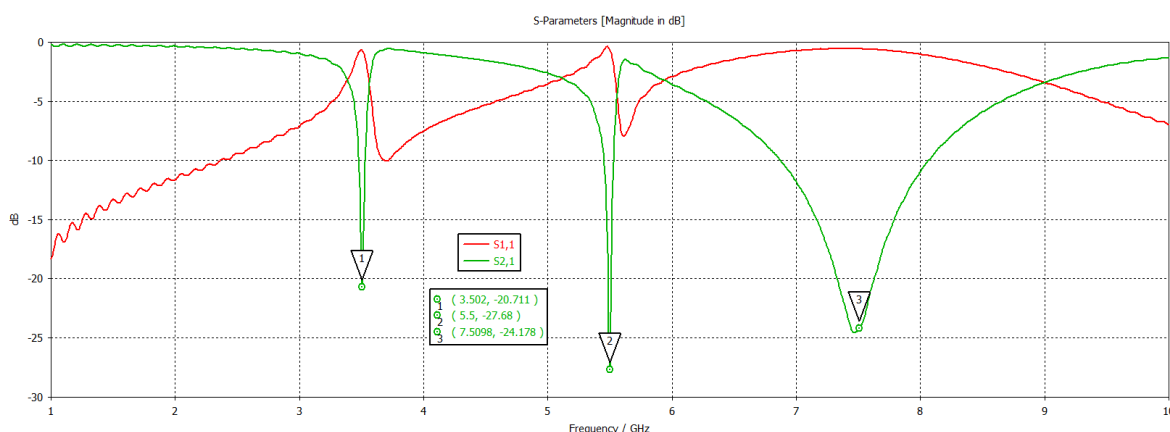


Figura 4-25: Vista detallada filtro triple banda eliminada n°1.

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	60
<b>X</b>	40
<b>l</b>	5
<b>lu</b>	11.7
<b>lm</b>	8.7
<b>ld</b>	3.6
<b>wf</b>	3.3
<b>ws</b>	1.1
<b>wm</b>	1.1
<b>wc</b>	1.1
<b>wi</b>	1.1
<b>r</b>	0.5
<b>d</b>	0.05

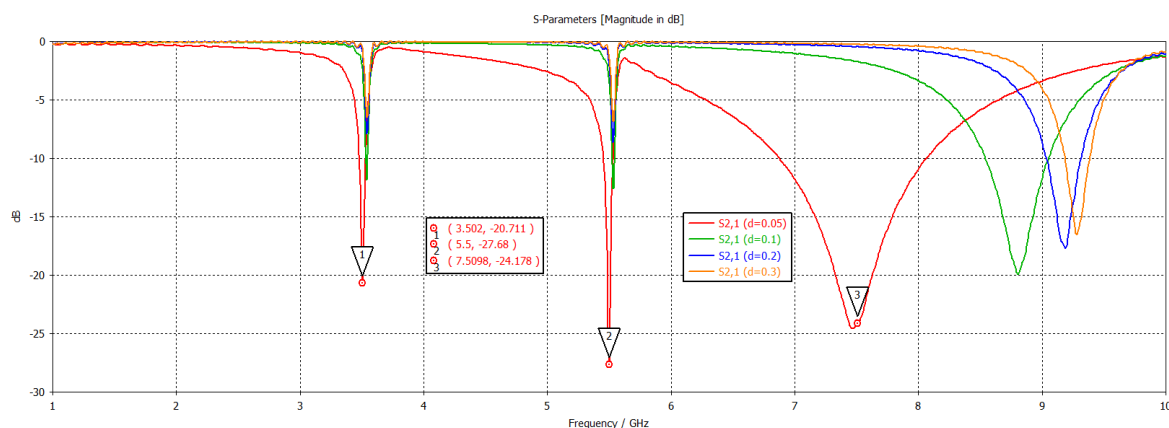
**Tabla 4-8: Parámetros filtro triple banda eliminada versión n°1.**



**Figura 4-26: Parámetros S del filtro triple banda eliminada versión n°1.**

Como se puede observar en la figura anterior, las resonancias del filtro se obtienen con las frecuencias centrales deseadas. A simple vista, es destacable el gran ancho de banda que presenta la banda centrada en 7.5 GHz (con el criterio de ancho de banda a -10dB), que presenta un ancho de banda aproximado de 1.2 GHz en el coeficiente de transmisión. Por el contrario, tanto la banda centrada en 3.5 GHz como la banda centrada en 5.5 GHz presentan anchos de banda muy pequeños, menores que 200 MHz que es la condición base de ancho de banda en el coeficiente de transmisión que se propuso a la hora de diseñar los filtros ideales.

En cuando al nivel de rechazo en cada banda, las tres bandas presentan un buen nivel de rechazo en el coeficiente de transmisión (por debajo de -10dB). Esto es debido a la pequeña separación entre el filtro y la línea de alimentación. Aumentando el valor de esta distancia, a unos valores más sencillos de fabricar, se puede comprobar el efecto ya comentado en apartados anteriores, baja el nivel de rechazo y por consiguiente se desplaza la frecuencia central de las bandas rechazadas y se reduce el ancho de banda de la mismas (**Figura 4-27**). Cabe destacar que en el caso de la banda centrada en 7.5 GHz, el desplazamiento de la frecuencia central es bastante considerable.

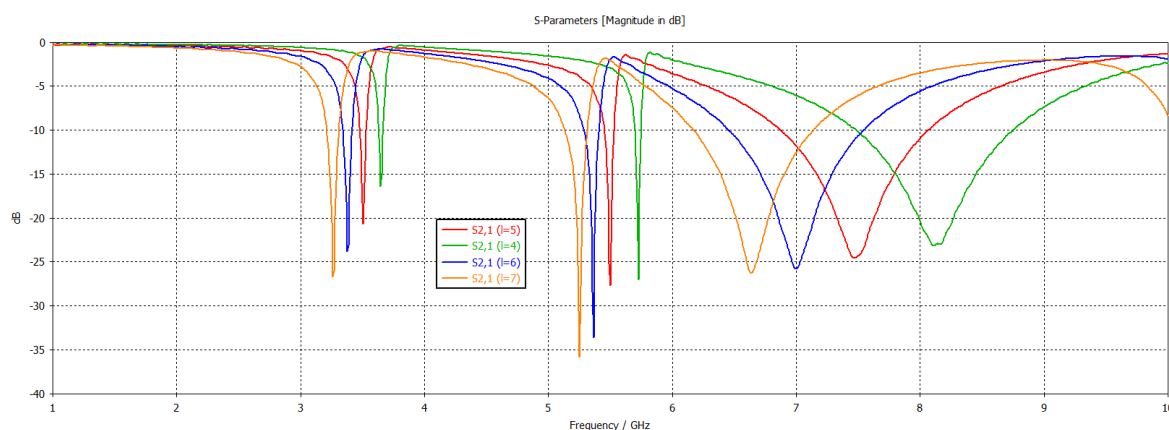


**Figura 4-27: Variación paramétrica de “d” en el filtro triple banda eliminada n°1.**

Se puede observar cómo tan solo con aumentar el valor de “d” de 0.05mm a 0.1mm la respuesta del coeficiente de transmisión es bastante peor, bajando considerablemente el nivel de rechazo, lo que conlleva que en el caso de emplear esta separación o una superior (que faciliten el proceso de fabricación) a la hora de añadir el filtro a la antena no se obtenga un nivel de rechazo aceptable en las bandas deseadas, tal y como se comentará en el **apartado 5.3** de este documento. Esta es una de las limitaciones de los diseños de los filtros de triple banda eliminada que se proponen en este TFM, siendo necesaria una muy baja separación entre la línea de alimentación y el filtro para obtener los resultados deseados.

El diseño de este filtro se ha basado en los diseños de doble banda eliminada presentados en el **apartado 4.2**. Por ello, a pesar del aumento de la complejidad del diseño y del ajuste de los parámetros para obtener la respuesta deseada, el comportamiento de la variación de cada uno de los parámetros es prácticamente similar. Cuanto mayor sea la longitud de los brazos del filtro, menor será la frecuencia de resonancia resultante debido al aumento de la capacidad.

Por ejemplo, aumentar la longitud del brazo vertical bajaría la frecuencia de resonancia en todas las frecuencias. Por el contrario, reducir su longitud aumentaría las frecuencias de resonancia del filtro. Este efecto se muestra en **la Figura 4-28**.

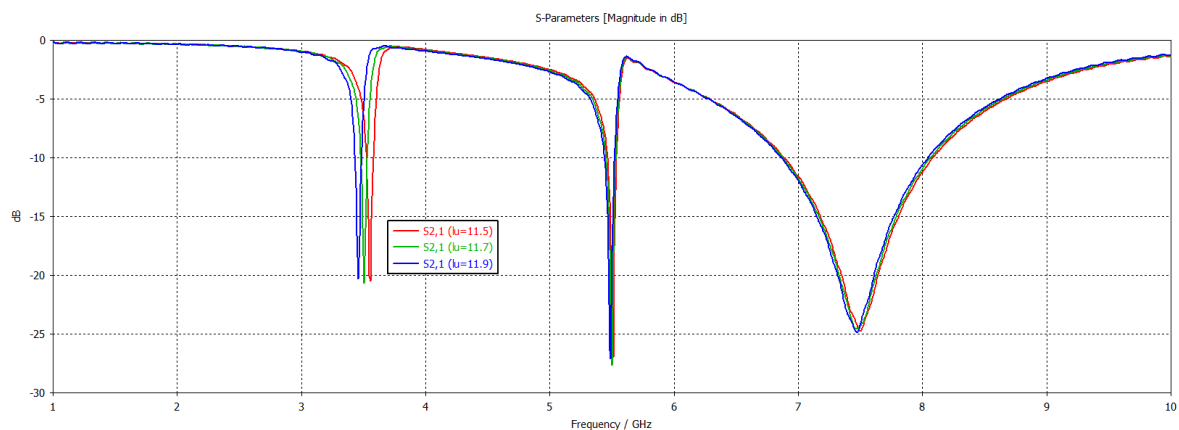


**Figura 4-28: Variación paramétrica de “l” en el filtro triple banda eliminada n°1.**

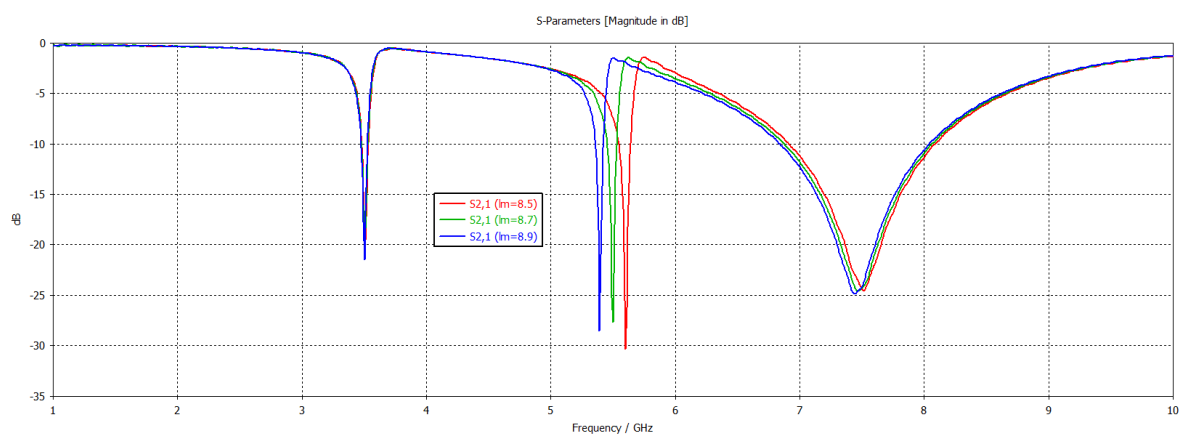
A la hora de buscar una respuesta del coeficiente de transmisión específica, el parámetro “l” es el que va a ofrecer una mayor sensibilidad en los resultados con su variación, ya que va a modificar la respuesta de todas las bandas. Además, como se puede

observar en la figura anterior, al aumentar la longitud del brazo vertical se puede observar una breve mejora del nivel de rechazo en cada banda, lo que a su vez implica un aumento en el ancho de banda de las mismas. Este hecho ha motivado la búsqueda de otras soluciones del filtro de triple banda eliminada con una longitud del brazo central mayor con el objetivo de intentar aumentar los anchos de banda de las bandas centradas en 3.5 GHz y 5.5 GHz, como la comentada en el siguiente apartado.

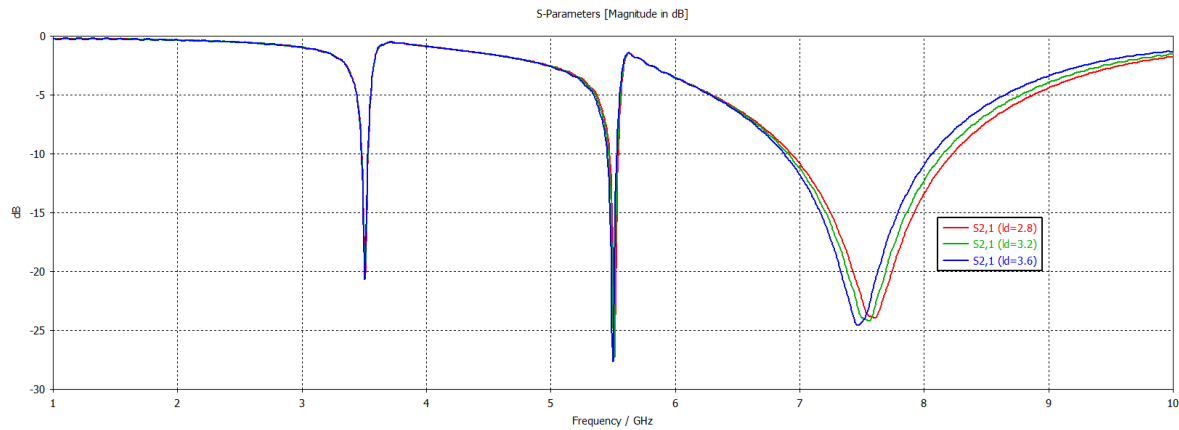
La longitud del brazo superior “ $l_u$ ”, al ser mayor, va a ser la que determine en mayor medida la frecuencia de resonancia de la banda centrada en 3.5 GHz. Del mismo modo, el brazo de longitud intermedia “ $l_m$ ” será el que determine la de 5.5 GHz y el brazo de longitud inferior “ $l_d$ ” la que determine la de 7.5 GHz. No obstante, la variación de los tres parámetros en solitario va a modificar todas las frecuencias de resonancia, en mayor o menor medida. En las siguientes tres figuras se muestran los resultados de un pequeño barrido paramétrico de las longitudes de los tres brazos.



**Figura 4-29: Variación paramétrica de “ $l_u$ ” en el filtro triple banda eliminada n°1.**



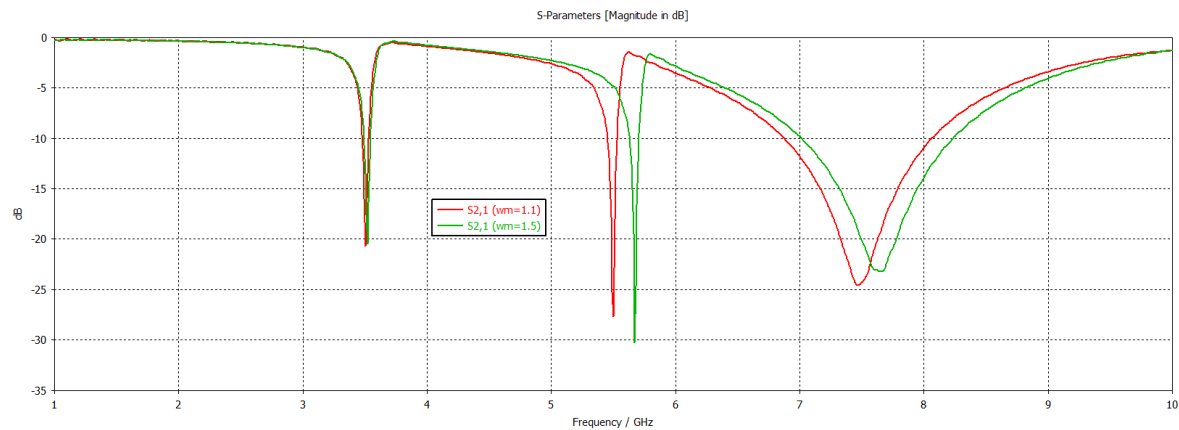
**Figura 4-30: Variación paramétrica de “ $l_m$ ” en el filtro triple banda eliminada n°1.**



**Figura 4-31: Variación paramétrica de “ld” en el filtro triple banda eliminada n°1.**

Se puede observar el mismo patrón en las tres figuras anteriores. Aumentar o disminuir la longitud del brazo correspondiente va a disminuir o aumentar la frecuencia central de resonancia, respectivamente. Además, también va a desplazar ligeramente la frecuencia central de las otras dos resonancias presentes en la respuesta del coeficiente de transmisión.

En cuanto a la anchura de los brazos que forman el filtro, el margen de variación es pequeño, ya que depende en gran medida de la longitud del brazo vertical. A menor longitud, menor margen de variación en la anchura de los brazos, ya que pueden llegar a solaparse. Por ello, en este caso, la variación de la respuesta por el aumento del ancho de los brazos no es muy notoria, como se puede concluir del gráfico de la siguiente figura:

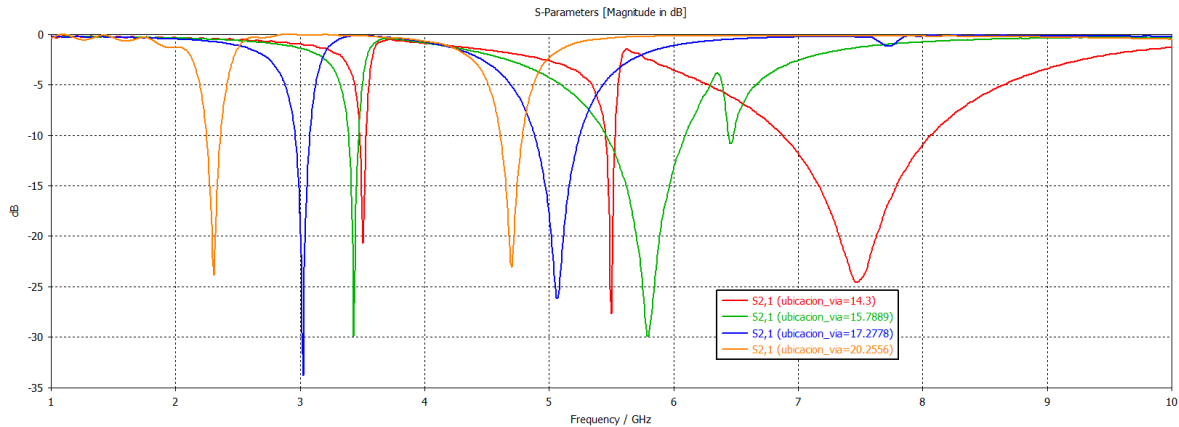


**Figura 4-32: Variación paramétrica de “wu,wm,wi” en el filtro triple banda eliminada n°1.**

Un valor mayor de anchura en el caso de la figura anterior implicaría un solapamiento entre los brazos, por lo que habría que aumentar la longitud del brazo vertical para evitarlo. Dado que, aunque se trate de un diseño ideal del filtro, hay que tener en cuenta que el objetivo final es añadirlo al diseño de la antena, por lo que la medida de este brazo vertical estará limitada por la longitud de la línea de alimentación de la antena, que en el caso del diseño de la antena UWB propuesta en este TFM es de 6mm antes de llegar al táper. En el caso de que la longitud vertical del filtro fuera igual o superior, habría que aumentar la longitud de la línea de alimentación de la antena, lo que conllevaría una variación no deseada de la respuesta de la misma, además del coste estructural que implicaría aumentar el tamaño del diseño.

Por último, y al igual que ya se comentó en el **apartado 4.2**, otro parámetro que puede servir para modificar la respuesta que proporciona el filtro es la ubicación de la vía en la estructura. Esta ubicación se puede modificar tanto horizontalmente como verticalmente.

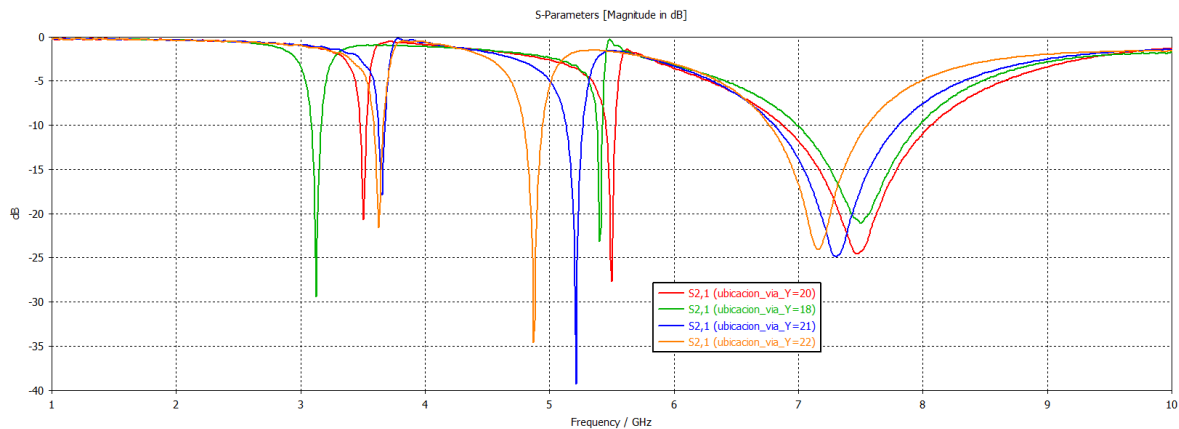
En el **apartado 4.2** se vio que apenas se podía realizar una variación horizontal de la posición de la vía, ya que sólo se podía desplazar a lo largo del pequeño ancho de la estructura. No obstante, en este caso, se puede desplazar a lo largo de la longitud del brazo central y el efecto en el coeficiente de transmisión es el mostrado en la **Figura 4-33**.



**Figura 4-33: Variación horizontal de la ubicación de la vía en el filtro triple banda eliminada n°1.**

Los saltos realizados han sido considerables, pero el efecto a menor escala es similar al que se muestra en la figura anterior. Al aumentar la posición horizontal de la vía, se produce una disminución de las frecuencias centrales de las resonancias, llegando a eliminarse completamente la resonancia inicial que se situaba en 7.5 GHz.

En cuanto a la variación paramétrica de la posición vertical de la vía, el efecto es el mostrado en la **Figura 4-34**.



**Figura 4-34: Variación vertical de la ubicación de la vía en el filtro triple banda eliminada n°1.**

Como se puede observar, disminuir la posición vertical de la vía aleja las resonancias una de las otras, es decir, aumenta la distancia en frecuencia entre cada uno de los centros de las resonancias. Por el contrario, aumentar la posición vertical de la vía acerca las resonancias entre ellas, o lo que es igual, disminuye la distancia en frecuencia entre cada uno de los centros de las resonancias. Este efecto es muy interesante, ya que al igual que la variación de la longitud del brazo vertical, permite modificar en gran medida el efecto en

cada una de las bandas de rechazo deseadas. Por ello es un parámetro a tener en cuenta de cara a buscar diseños cuya respuesta pueda cumplir con los requisitos deseados o mejor se adapten a ellos.

Se puede concluir entonces que para obtener las tres bandas que se desean eliminar se pueden utilizar distintos valores de cada parámetro, pudiéndose obtener de diferentes formas un filtro que realice una función similar. Cada diseño presentará una respuesta diferente, y dependiendo de los deseos del diseñador o de los requisitos del diseño, se podrá obtener un mayor o menor rechazo en una banda o un ancho de banda mayor o menor dependiendo de la forma final del diseño. En este caso, y comparado al caso del filtro de doble banda eliminada comentado en el **apartado 4.2**, el aumento del número de parámetros en el diseño añadido al requisito más ambicioso de filtrar tres bandas de frecuencia al mismo tiempo con tan solo una estructura complica en gran medida el diseño de una solución que pueda cumplir con los requisitos deseados. Aun así, se han buscado distintas configuraciones de la estructura que pudieran obtener una respuesta distinta, buscando aumentar el ancho de banda de rechazo de las bandas centradas en 3.5 GHz y 5.5 GHz. Todo ello en el caso ideal que se presenta en este capítulo, a la espera de observar la respuesta conjunta junto con la antena y ver qué solución se adapta mejor al diseño. Estas configuraciones se muestran en los siguientes dos apartados.

#### **4.3.2 Versión nº2 del filtro de triple banda eliminada**

Como se vio en el apartado anterior realizando un pequeño barrido de la longitud “l” del brazo vertical, aumentar la longitud de este parecía aumentar los anchos de banda de las bandas situadas en 3.5 GHz y 5.5 GHz por lo que, realizando los ajustes necesarios, en este apartado se ha intentado conseguir otras versiones del filtro de triple banda eliminada aumentando la longitud del brazo vertical.

En este apartado se presentan dos de las aproximaciones conseguidas aumentando la longitud del brazo vertical que forma el filtro de triple banda eliminada. Una de las aproximaciones conseguidas sigue la estructura de diseño mostrada en la **Figura 4-24** y el resultado del coeficiente de reflexión y transmisión en simulación del diseño es el mostrado en la **Figura 4-26**. La estructura detallada del filtro se muestra en la **Figura 4-25** y el valor de los parámetros que lo describen se muestra en la **Tabla 4-8**.

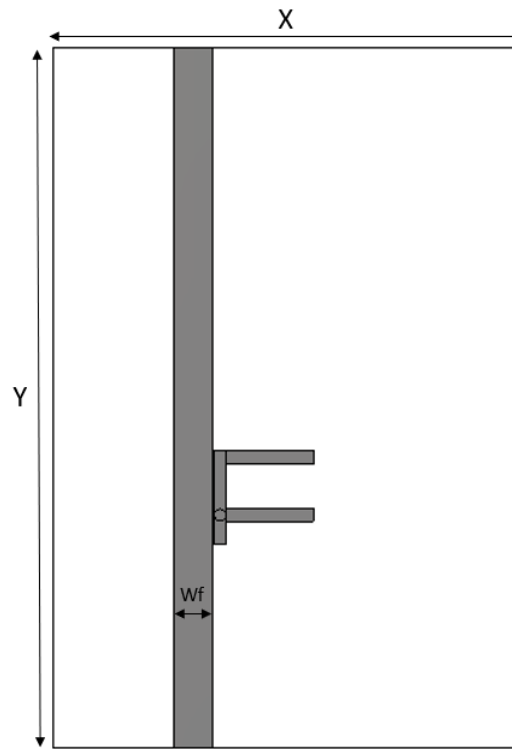


Figura 4-35: Filtro triple banda eliminada n°2.

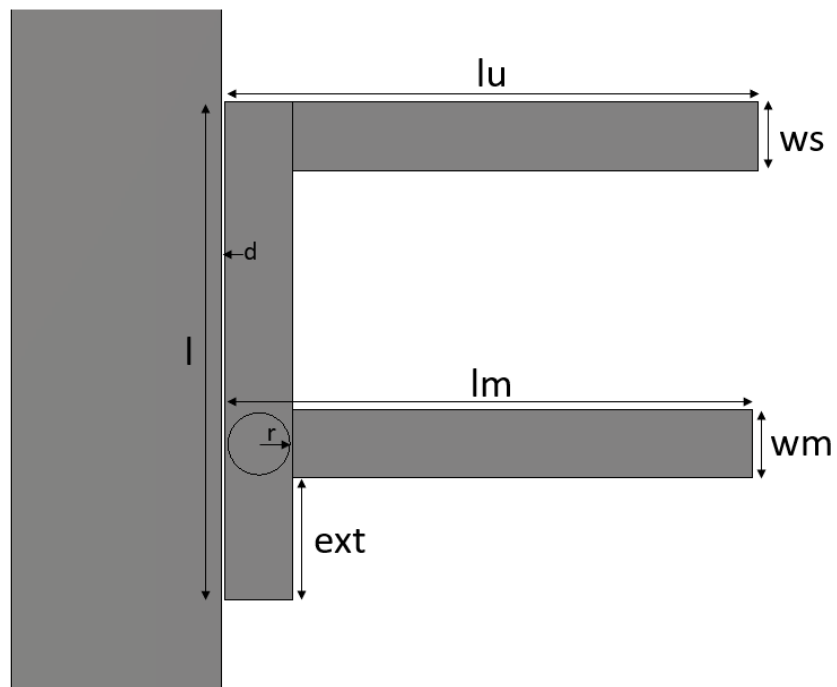
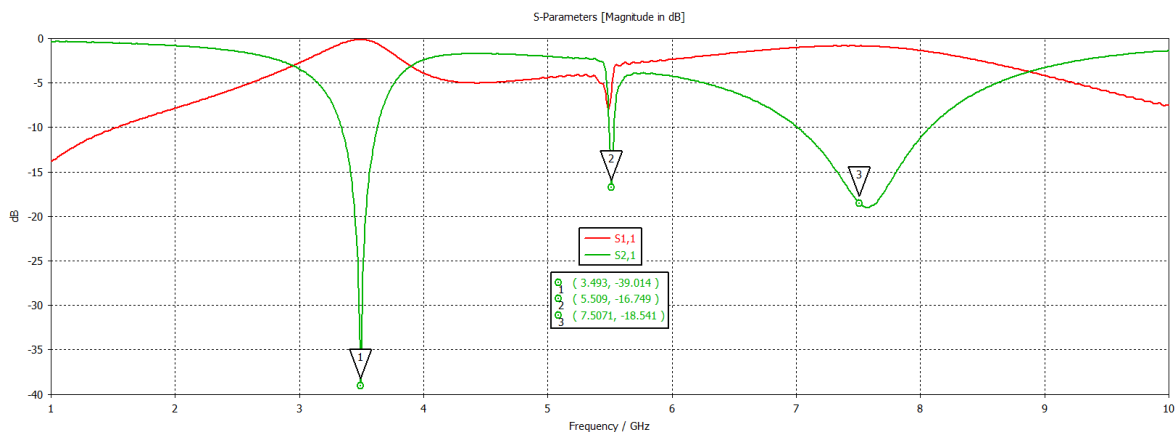


Figura 4-36: Vista detallada del filtro triple banda eliminada n°2.



Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	<b>60</b>
<b>X</b>	<b>40</b>
<b>l</b>	<b>8</b>
<b>lu</b>	<b>8.6</b>
<b>lm</b>	<b>8.51</b>
<b>wf</b>	<b>3.3</b>
<b>ext</b>	<b>2</b>
<b>ws</b>	<b>1.1</b>
<b>wm</b>	<b>1.1</b>
<b>wc</b>	<b>1.1</b>
<b>r</b>	<b>0.5</b>
<b>d</b>	<b>0.05</b>

**Tabla 4-9: Parámetros del filtro triple banda eliminada versión n°2.**



**Figura 4-37: Parámetros S del filtro triple banda eliminada versión n°2.**

El hecho de aumentar la longitud del brazo vertical ha conllevado la eliminación de la parte horizontal del brazo inferior, por compensar el efecto del desplazamiento de todas las frecuencias centrales que produce aumentar la longitud del brazo vertical. En el filtro del apartado anterior el brazo inferior ya era pequeño y al aumentar la longitud del brazo vertical todas las resonancias se desplazan a la izquierda, por lo que para compensar el efecto producido hay que reducir la longitud de cada brazo horizontal.

Por otro lado, se puede observar que se han conseguido aumentar el ancho de banda de rechazo en el coeficiente de transmisión (300 MHz) en la banda de 3.5 GHz. No obstante, en consecuencia, se han visto afectadas las bandas de 5.5 GHz y 7.5 GHz. En el caso de la banda de 5.5 GHz ha descendido el nivel de rechazo (aun teniendo un nivel aparentemente suficiente) y el ancho de banda de rechazo, siendo muy pequeño. En el caso de la banda de 7.5 GHz sucede algo semejante, pero manteniendo un nivel de rechazo y aun ancho de banda suficiente. Todo comparado con el filtro presentado en el apartado anterior y considerando el caso ideal.

Otra aproximación del filtro de triple banda eliminada aumentando la longitud del brazo vertical es la que se muestra en la **Figura 4-38**, con el valor de los parámetros que lo componen mostrados en la **Tabla 4-10**. El resultado de la simulación del coeficiente de reflexión y transmisión es el mostrado en la **Figura 4-39**.

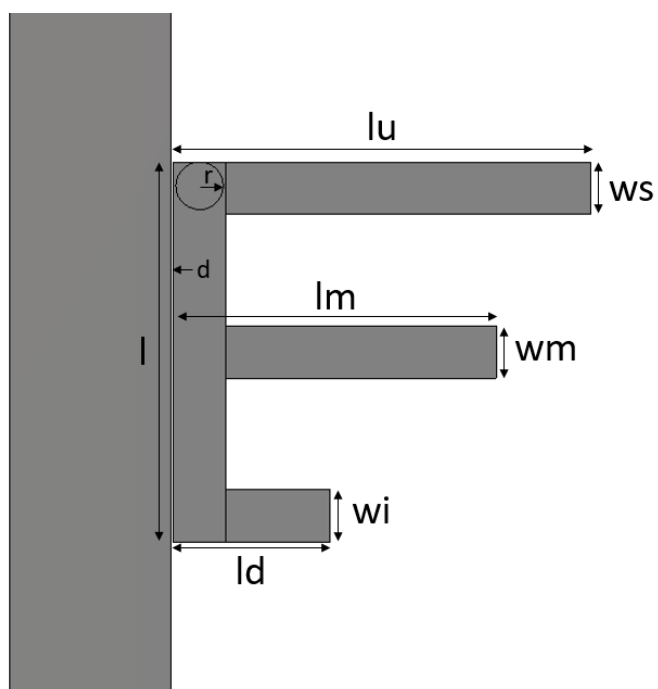
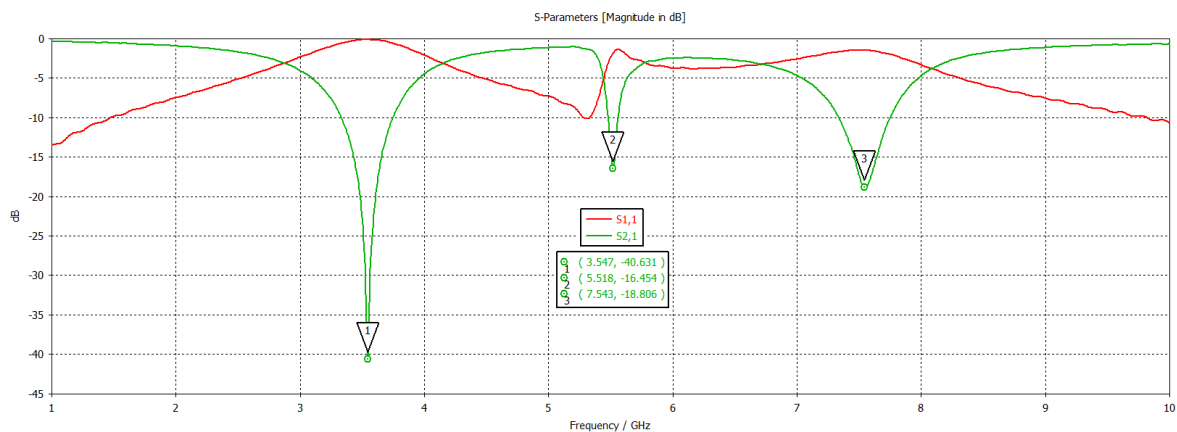


Figura 4-38: Vista detallada filtro triple banda eliminada n°2 segunda aproximación.

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	<b>60</b>
<b>X</b>	<b>40</b>
<b>Ubicación_vía (Y)</b>	<b>23.5</b>
<b>l</b>	<b>8</b>
<b>lu</b>	<b>8.7</b>
<b>lm</b>	<b>6.8</b>
<b>ld</b>	<b>3.3</b>
<b>wf</b>	<b>3.3</b>
<b>ws</b>	<b>1.1</b>
<b>wm</b>	<b>1.1</b>
<b>wc</b>	<b>1.1</b>
<b>wi</b>	<b>1.1</b>
<b>r</b>	<b>0.5</b>
<b>d</b>	<b>0.05</b>

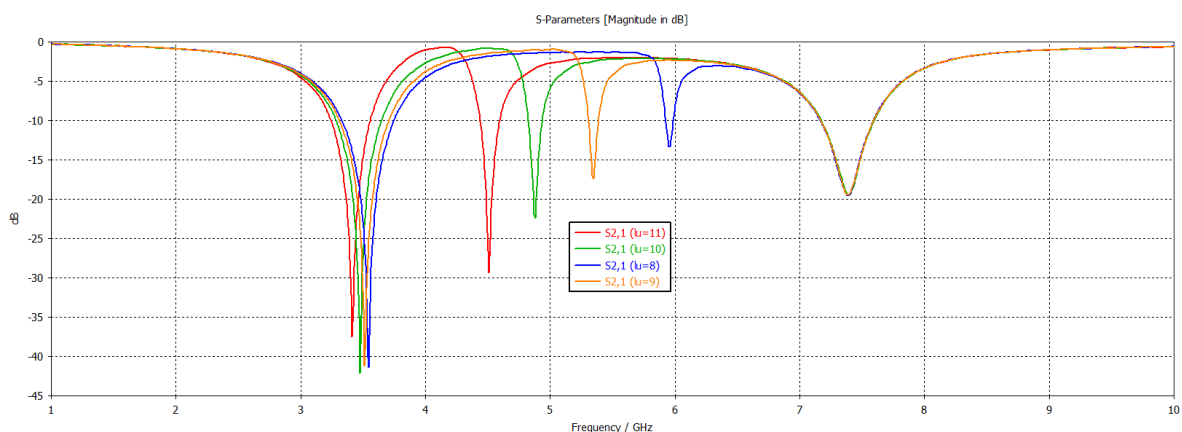
Tabla 4-10: Parámetros filtro triple banda eliminada versión n°2 segunda aproximación.



**Figura 4-39: Coeficiente de transmisión filtro triple banda eliminada versión n°2 segunda aproximación.**

Como se puede observar el resultado que arroja esta segunda versión del filtro con la longitud del brazo vertical aumentada es similar al mostrado en la **Figura 4-37**. Ha aumentado el ancho de banda tanto en la banda de 3.5 GHz como en la de 5.5 GHz, a cambio de haberse reducido el ancho de banda de la banda de 7.5 GHz. No obstante, el ancho de banda de la banda de 5.5 GHz en el coeficiente de transmisión sigue siendo muy estrecho. En cuanto a la estructura del filtro, dispone de una semejante longitud del brazo central y en este caso si se sitúa el brazo inferior. La gran diferencia respecto a la primera versión es la ubicación de la vía, que se sitúa en lo más alto del brazo vertical.

Por último, cabe destacar que el comportamiento descrito en el **apartado 4.3.1** sobre la variación paramétrica sobre la longitud de los brazos que forman el filtro cambia al modificar la ubicación de la vía. En este caso, modificar la longitud del brazo superior va a modificar en mayor medida la resonancia situada en 5.5 GHz en vez de modificar la situada en 3.5 GHz. A su vez, modificar la longitud del brazo central va a desplazar la resonancia situada en 7.5 GHz. Por último, modificar la longitud del brazo inferior va a modificar en igual medida el comportamiento de todas las resonancias. Un ejemplo de este comportamiento es el mostrado en la **Figura 4-40**, donde se muestra una variación paramétrica del brazo superior.

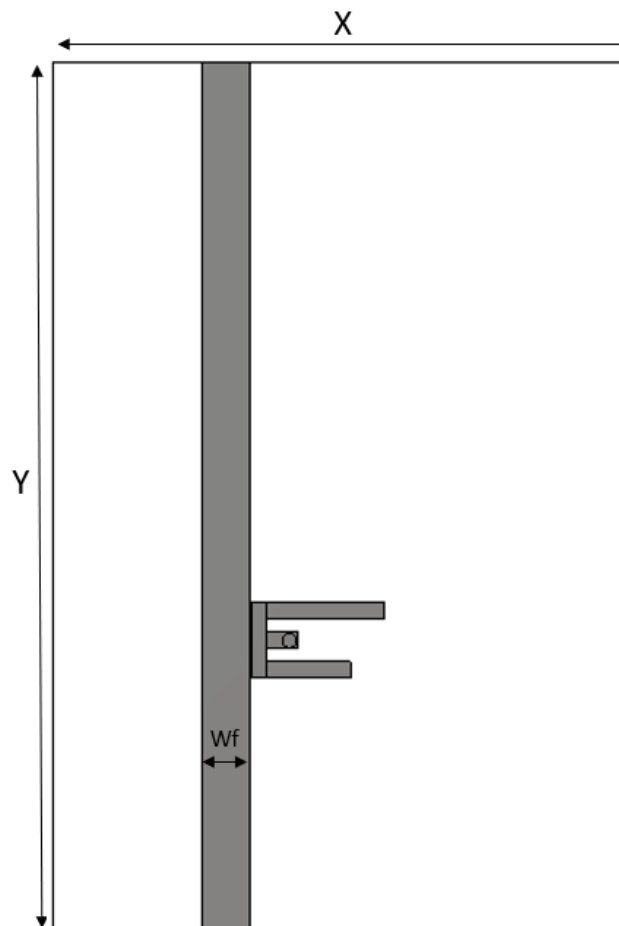


**Figura 4-40: Variación paramétrica de “lu” en la segunda aproximación de la versión n°2 del filtro de triple banda eliminada.**

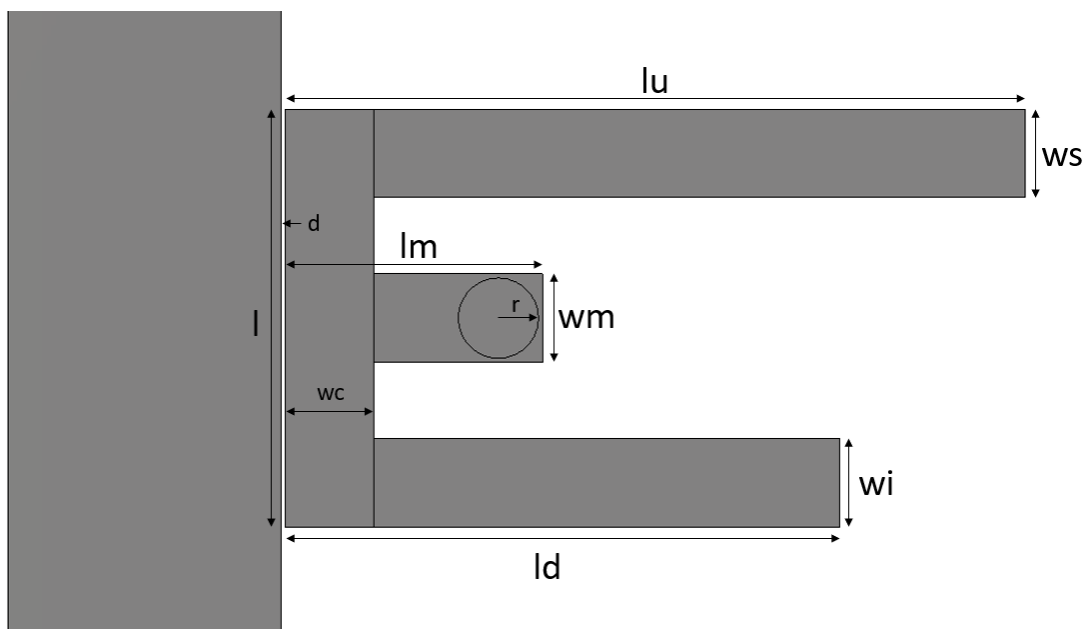
### 4.3.3 Versión nº3 del filtro de triple banda eliminada

Por último, en este apartado se comenta el diseño de la última versión del filtro de triple banda eliminada, con el objetivo de aumentar los anchos de banda de las bandas situadas en 3.5 GHz y 5.5 GHz. El diseño que se presenta en este apartado nace de intercambiar la posición del brazo central con la del brazo inferior y modificar la posición horizontal de la vía. El efecto más destacado producido por el intercambio de los brazos es el desplazamiento a la derecha de la resonancia situada en 7.5 GHz (aumenta la frecuencia donde se encuentra) que se puede compensar con el desplazamiento horizontal de la vía, que desplaza a la izquierda todas las resonancias (disminuye las frecuencias de resonancia), además de los ajustes necesarios en la longitud de todos los brazos para situar las bandas de rechazo donde se desea. Modificar la ubicación de la vía complica en mayor medida el ajuste paramétrico para llegar a obtener la respuesta del coeficiente de transmisión deseada, ya que modifica el comportamiento descrito en el **apartado 4.3.1** a un comportamiento menos predecible, semejante al comentado en la segunda aproximación del filtro de triple banda eliminada del apartado anterior.

La estructura del diseño se muestra en la **Figura 4-41** y el resultado del coeficiente de reflexión y transmisión en simulación del diseño es el mostrado en la **Figura 4-43**. La estructura detalla del filtro se muestra en la **Figura 4-42** y el valor de los parámetros que lo describen se muestra en la **Tabla 4-11**.



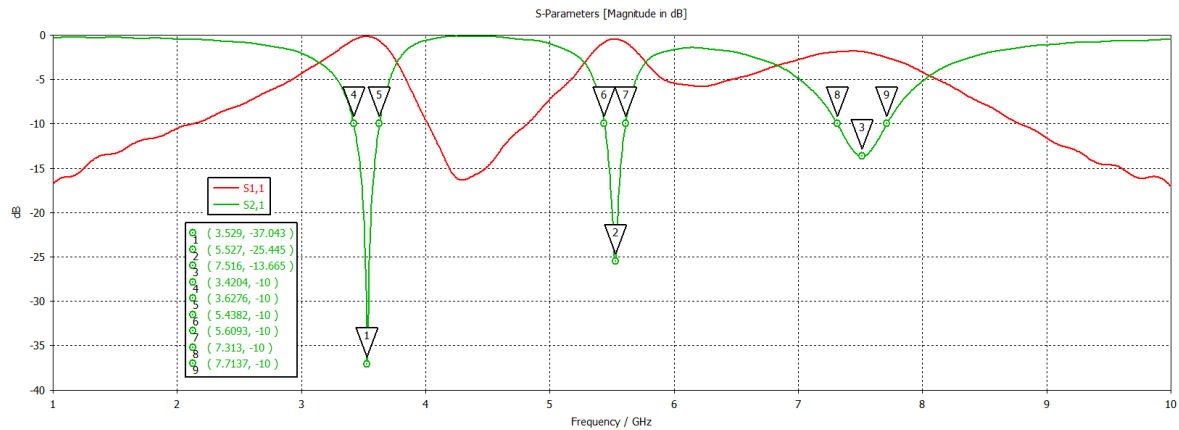
**Figura 4-41: Filtro triple banda eliminada nº3.**



**Figura 4-42: Vista detallada filtro triple banda eliminada n°3.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	<b>60</b>
<b>X</b>	<b>40</b>
<b>Ubicación_vía (X)</b>	<b>16.4</b>
<b>l</b>	<b>5.2</b>
<b>lu</b>	<b>9.2</b>
<b>lm</b>	<b>3.2</b>
<b>ld</b>	<b>6.9</b>
<b>wf</b>	<b>3.3</b>
<b>ws</b>	<b>1.1</b>
<b>wm</b>	<b>1.1</b>
<b>wc</b>	<b>1.1</b>
<b>wi</b>	<b>1.1</b>
<b>r</b>	<b>0.5</b>
<b>d</b>	<b>0.05</b>

**Tabla 4-11: Parámetros filtro triple banda eliminada versión n°3.**



**Figura 4-43: Parámetros S del filtro triple banda eliminada versión n°3.**

Se puede observar cómo se ha conseguido el objetivo de equilibrar todos los anchos de banda de rechazo en el coeficiente de transmisión, en este caso a costa de disminuir el nivel de rechazo de la banda centrada en 7.5 GHz. Idealmente el nivel de rechazo es suficiente, pero podría verse afectado al añadir el filtro a la antena (como se verá en el **apartado 5.3.1.3** de este documento). El ancho de banda en transmisión de la resonancia situada en 3.5 GHz es de 200 MHz, justo el objetivo planteado en el diseño ideal de los filtros. El ancho de banda de la resonancia de 5.5 GHz es de 170 MHz, no llegando al objetivo propuesto, pero siendo el valor más alto de todos los diseños del filtro de triple banda eliminada. Por último, el ancho de banda de la resonancia de 7.5 GHz es de 400 MHz.

Se puede concluir entonces que, en el caso ideal, si se busca obtener un equilibrio en los anchos de banda de las resonancias sería conveniente elegir este último diseño. Si se busca un nivel óptimo de rechazo en todas las bandas sería conveniente elegir el diseño propuesto en el **apartado 4.3.1**. En cuanto al coste estructural, tanto la versión n°1 del diseño como la versión n°2 son óptimas, ya que se pueden situar fácilmente al lado de la línea de alimentación de la antena diseñada en este TFM sin tener que modificar la estructura de la misma. Añadir la versión n°2 del filtro implicaría modificar la estructura de la antena para que se pudiera situar al lado de la línea de alimentación, empeorando la respuesta del conjunto, tal y como se verá en el **apartado 5.3.1.2**.

## 5 Diseño antenas MIMO UWB con triple banda eliminada

### 5.1 Criterios de diseño

En este apartado se tratarán los distintos aspectos que se tendrán en cuenta a la hora de diseñar la antena UWB, el filtro de triple banda eliminada y las antenas MIMO UWB.

Como se ha comentado en los apartados anteriores, se puede obtener una antena UWB eficiente mediante la introducción de técnicas que rechacen las bandas que interfieren con la frecuencia UWB. Por otro lado, una excelente antena MIMO de banda ultra ancha debe poder aislar las bandas interferentes y también debe tener características de alto aislamiento entre los elementos de la antena. Un sistema MIMO UWB eficiente que tenga estas características debe diseñarse de la forma más compacta posible. Este es el objetivo principal que se persigue con los distintos diseños de este TFM.

#### 5.1.1 Ancho de banda antenas MIMO UWB

El aspecto más importante a la hora de diseñar los distintos elementos de este TFM es el ancho de banda de trabajo del sistema.

Como se comentó en el **capítulo 3** de este documento, la FCC marca el ancho de banda de trabajo de UWB de 3.1GHz a 10.6GHz con el criterio de  $S_{11} < -10dB$  en toda la banda. No obstante, en los diseños de este TFM se tratará de aumentar este ancho de banda de trabajo de 3.1GHz hasta los 20GHz para que comprenda el mayor número de sistemas inalámbricos posibles, con el criterio  $S_{mm} < -10dB$  en toda la banda.

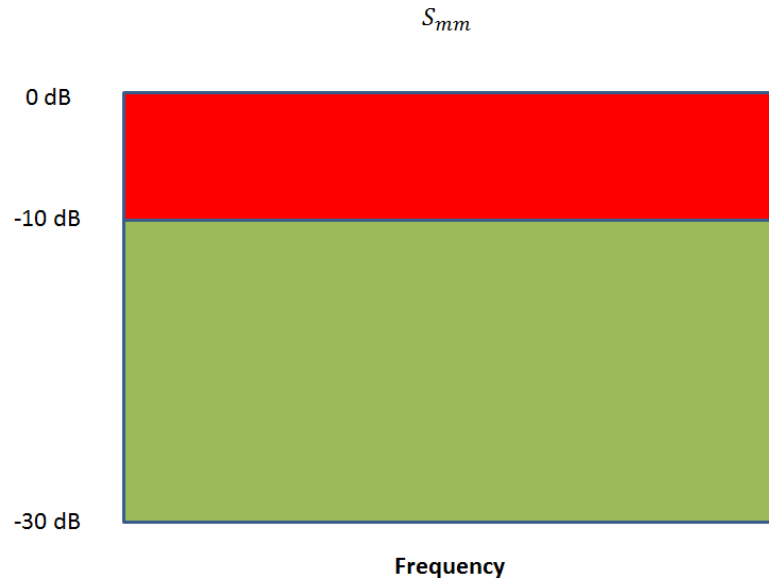


Figura 5-1: Criterio de reflexión permitida en el ancho de banda UWB.

### 5.1.2 Filtro triple banda eliminada

Tal y como se comentó en el **apartado 3.1.3.2** de este documento, en este TFM se propone el diseño de una estructura M-EBG tipo seta que sea capaz de filtrar a la vez las tres bandas comentadas en el **apartado 2.3** con tan sólo una estructura añadida a la superficie de la antena. Con el criterio del ancho de banda a  $-10\text{dB}$  ( $S_{11} > -10\text{dB}$ ), se tratarán de eliminar, en la medida de lo posible, las bandas de:

- **Banda 5G de 3.5GHz:** Espectro comprendido desde los 3.4 GHz a los 3.8 GHz.
- **Banda WLAN:** Espectro comprendido desde los 5 GHz a los 6 GHz.
- **Banda X:** Espectro comprendido desde los 7 GHz a los 8.5 GHz.

Estos los criterios que se tratarán de obtener tanto con la antena unitaria UWB con las bandas filtradas, como en las configuraciones MIMO 2x1 y 2x2.

### 5.1.3 Aislamiento entre las antenas MIMO UWB

En cuanto al aislamiento entre las antenas que forman los sistemas MIMO, se establece que un aislamiento es aceptable si los parámetros S de transmisión de una antena a otra se encuentran al menos por debajo de  $-15\text{dB}$  ( $S_{mn} < -15\text{dB}$ ). Un gran aislamiento entre los distintos elementos se obtiene cuando se consigue que  $S_{mn} < -20\text{dB}$ , siendo este el objetivo propuesto de aislamiento para las configuraciones MIMO 2x1 y 2x2 de este TFM.



Figura 5-2: Criterio de aislamiento mínimo en las configuraciones MIMO.

### 5.1.4 Parámetros del sustrato utilizado

Para el diseño de las antenas de este TFM se ha utilizado el sustrato dieléctrico RF-35 de espesor  $H=1.524$  mm, una constante dieléctrica  $\epsilon_r=3.5$  y una tangente de pérdidas  $\tan\delta=0.0025$  cubierto por cobre de 0.035mm de espesor.



## 5.2 Diseño de la antena UWB

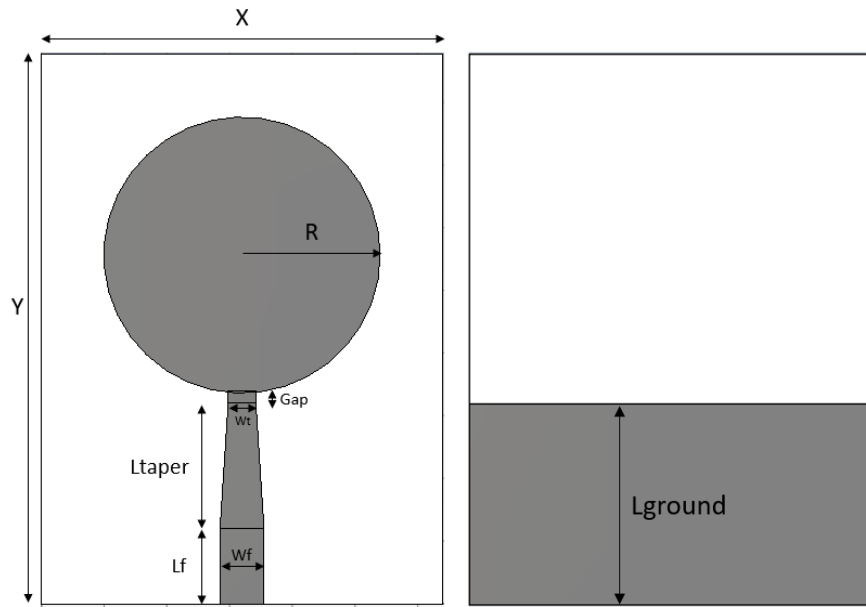
Como se ha comentado en apartados anteriores, el objetivo general de este TFM reside en el diseño de antenas MIMO de banda ultra ancha que sean capaz de aislar las bandas interferentes y también debe tener características de alto aislamiento entre los distintos elementos UWB.

En este apartado se comentará el proceso de diseño del elemento unitario UWB, que consistirá en una antena de parche de forma circular alimentada con una línea microstrip. Una parte de la línea de alimentación, que podría considerarse como un elemento intermedio entre el parche y la línea de alimentación, consistirá en un “táper” cuya función será la de intentar adaptar de la mejor forma posible la impedancia de la antena a la impedancia de la línea de alimentación, con el objetivo de facilitar el cumplimiento de los requisitos impuestos por la FCC para los sistemas UWB con la ampliación de la banda de trabajo que se intenta conseguir en este TFM (**apartado 5.1** de este documento). Cabe destacar, que la impedancia de la antena es variable con la frecuencia, y dado que se va a trabajar con un rango de frecuencias alto (se busca comprender el rango de 3.1GHz a 20GHz), no se busca adaptar la antena a una frecuencia en particular, sino que se busca la mejor adaptación posible en ese rango de frecuencias.

En primer lugar, se comentará el diseño de la primera aproximación realizada de la antena UWB que servirá como punto de partida y de referencia para los posteriores diseños añadiendo los filtro diseñados en el **apartado 4.3** y las distintas configuraciones MIMO que se verán en el **apartado 5.3**.

En segundo lugar, se comentará el diseño de una antena mejor optimizada, tanto en tamaño siendo más compacta como en su respuesta en toda la banda de trabajo. Posteriormente, con esta antena se tratará de obtener también un diseño optimizado añadiendo el filtro y con las distintas configuraciones MIMO.

### 5.2.1 Antena UWB: Primera aproximación



**Figura 5-3: Primera aproximación antena UWB.**

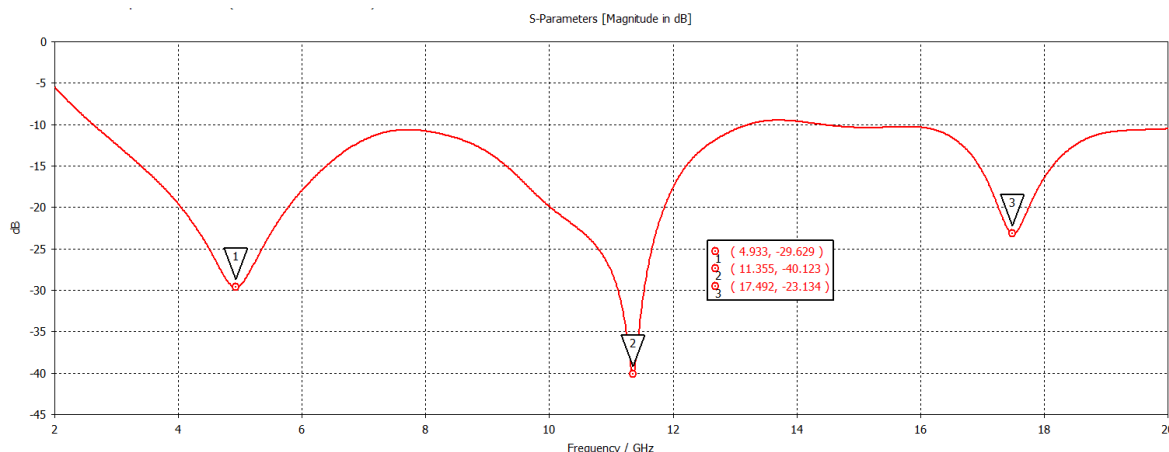
La descripción de los parámetros es la siguiente: “R” indica el radio del parche circular, “X” indica la anchura del sustrato dieléctrico, “Y” el largo del sustrato dieléctrico, “gap” indica la distancia entre el plano de masa y el parche, “Wt” indica la anchura del taper en la parte superior, “Wf” la anchura de la línea de alimentación y del taper en su parte inferior, “Ltaper” indica la longitud del taper, “Lf” la longitud de la primera parte de la línea de alimentación y “Lground” indica la longitud del plano de masa. El valor de cada parámetro es el indicado en la **Tabla 5-1**.

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	43.8
<b>X</b>	32
<b>Lground</b>	16
<b>R</b>	11
<b>Ltaper</b>	10
<b>Lf</b>	6
<b>Wf</b>	3.3
<b>Wt</b>	2.2
<b>Gap</b>	0.8

**Tabla 5-1: Parámetros primera aproximación antena UWB.**

De todos los parámetros, y para obtener el resultado buscado, “Wf” debería ser el único que se mantenga fijo, ya que su valor corresponde a la impedancia de la propia línea de alimentación, que tiene que ser adaptada al puerto de 50Ω.

En simulación, el valor del coeficiente de reflexión de la antena diseñada es el mostrado en la **Figura 5-4**.



**Figura 5-4: Coeficiente reflexión primera aproximación antena UWB.**

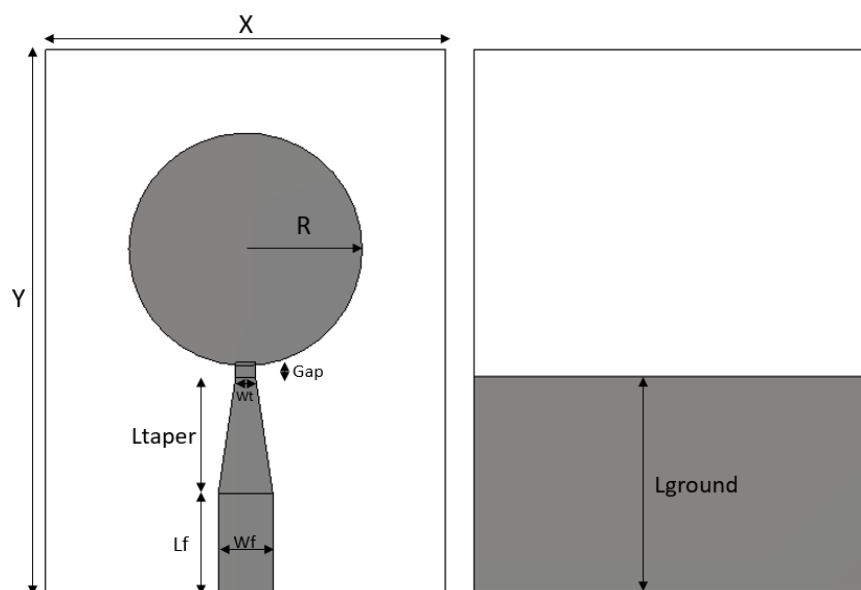
Como se puede observar en la figura, la reflexión cumple con las condiciones impuestas por la FCC sobre la banda de UWB y se observan resonancias en 4.93 GHz, 11.35 GHz y 17.49 GHz. No obstante, si es cierto que en la zona de ampliación propuesta en TFM el coeficiente sobrepasa el valor de -10dB muy levemente. Sin embargo, al tratarse de una primera aproximación y teniendo presente que el objetivo primordial es el diseño de la antena junto con el filtro de triple banda eliminada y las configuraciones MIMO, no se debe perder demasiado tiempo en mejoras intermedias que luego pueden verse afectadas por las resonancias impuestas por la adición del filtro que cambiarán el coeficiente de reflexión. Por ello se decide continuar con esta antena como punto de referencia para los diseños posteriores.

### 5.2.2 Antena UWB: Diseño optimizado

En este apartado se propone el diseño de una antena UWB optimizada respecto a la presentada en el apartado anterior, reducida en tamaño y con mejor respuesta del coeficiente de reflexión. Asimismo, se presenta otra versión optimizada del mismo radio, pero con “taper” de mayor longitud, que más adelante en el proceso de diseño de las antenas MIMO servirá para resolver una serie de problemas presentados.

Cabe destacar, tal y como se ha comentado en el apartado anterior, que este diseño no se ha llevado a cabo justo tras el diseño de la antena anterior, sino al finalizar los respectivos diseños MIMO con la antena anterior y observar los resultados que arrojaban, y con el afán de presentar una versión más compacta y que pudiera solucionar algunos problemas presentados con el diseño de la antena del **apartado 5.2.1**.

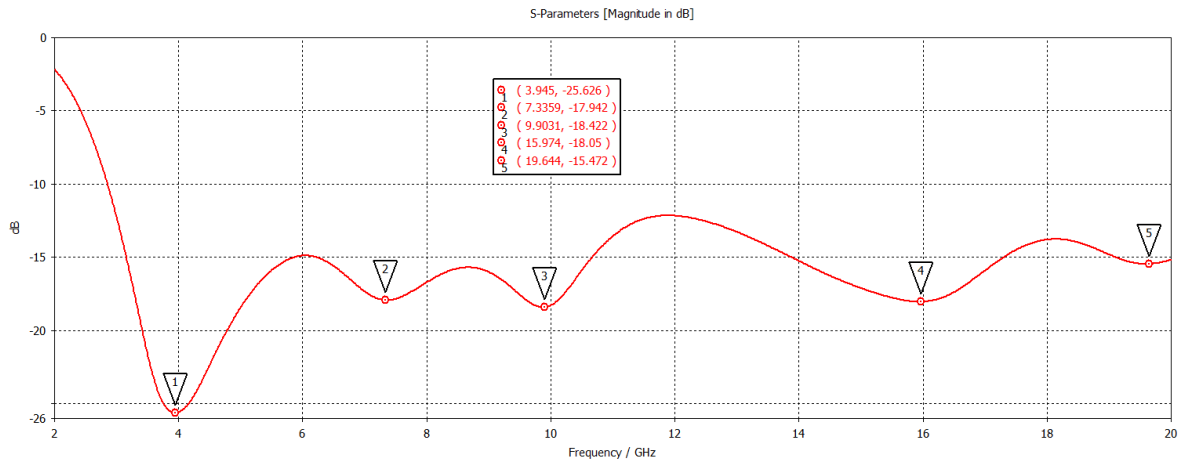
El prototipo de la antena, el valor de sus parámetros y la respuesta del coeficiente de reflexión se muestra en la **Figura 5-5**, en la **Tabla 5-2**, y en la **Figura 5-6**, respectivamente. La descripción de los parámetros es similar a la presentada en el apartado anterior.



**Figura 5-5: Antena UWB optimizada.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	32.7
<b>X</b>	24
<b>Lground</b>	13
<b>R</b>	7
<b>Ltaper</b>	7
<b>Lf</b>	6
<b>Wf</b>	3.3
<b>Wt</b>	1.2
<b>Gap</b>	0.7

**Tabla 5-2: Parámetros de la antena UWB optimizada.**



**Figura 5-6: Coeficiente de reflexión de la antena UWB optimizada.**

En la figura anterior se puede observar el gran ancho de banda de trabajo de la antena en simulación, teniendo toda la banda de trabajo por debajo de -12dB, con 2dB de margen para cumplir el requisito de  $S_{11} < -10dB$  en toda la banda. Además, como se puede observar en la **Tabla 5-2**, la antena es bastante más compacta en tamaño. El diseño presenta resonancias en 3.94 GHz, 7.33GHz, 9.90 GHz, 15.97 GHz y 19.64 GHz.

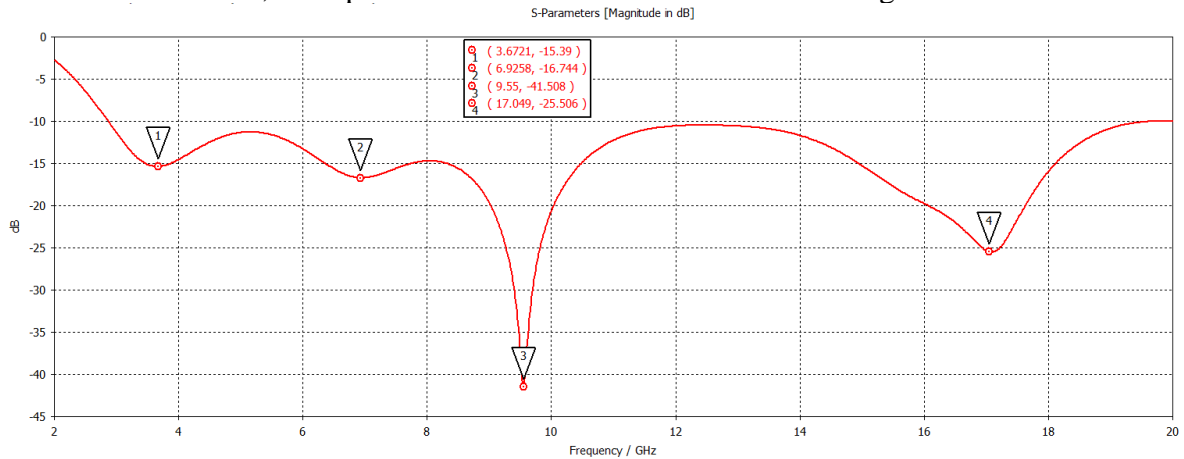
No obstante, como se verá más adelante en el **apartado 5.3.2** de este documento, este diseño será incompatible con los diseños de las configuraciones MIMO. Como consecuencia, se ha procedido a obtener otra versión optimizada de la antena, pero con una longitud del táper mayor, permitiendo una adaptación más suave de la impedancia de la antena a la impedancia de la línea de alimentación. Como se ha comentado al inicio del **apartado 5.2**, la impedancia de la antena es variable con la frecuencia por lo que no se habla de la adaptación en una frecuencia en particular (salvo que el objetivo sea mejorar la respuesta en una banda de frecuencia específica) sino de adaptación en general en la banda.

Los parámetros de esta nueva versión comentada son los mostrados en la **Tabla 5-3**.

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	35.3
<b>X</b>	24
<b>Lground</b>	16
<b>Ltaper</b>	10
<b>R</b>	7
<b>Lf</b>	6
<b>Wf</b>	3.3
<b>Wt</b>	1.2
<b>Gap</b>	0.3

**Tabla 5-3: Parámetros segunda versión de la antena UWB optimizada.**

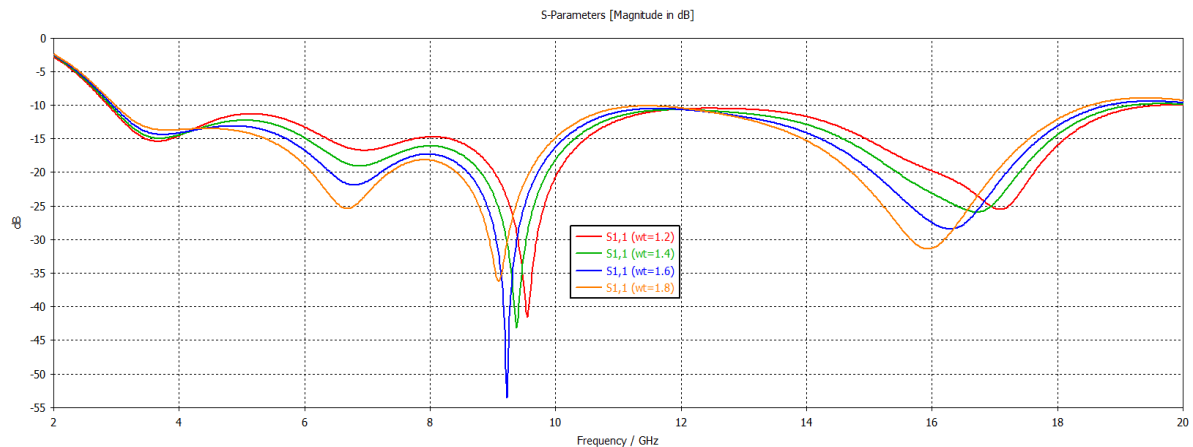
En este caso, la respuesta del coeficiente de reflexión es la siguiente:



**Figura 5-7: Coeficiente reflexión segunda versión de la antena optimizada.**

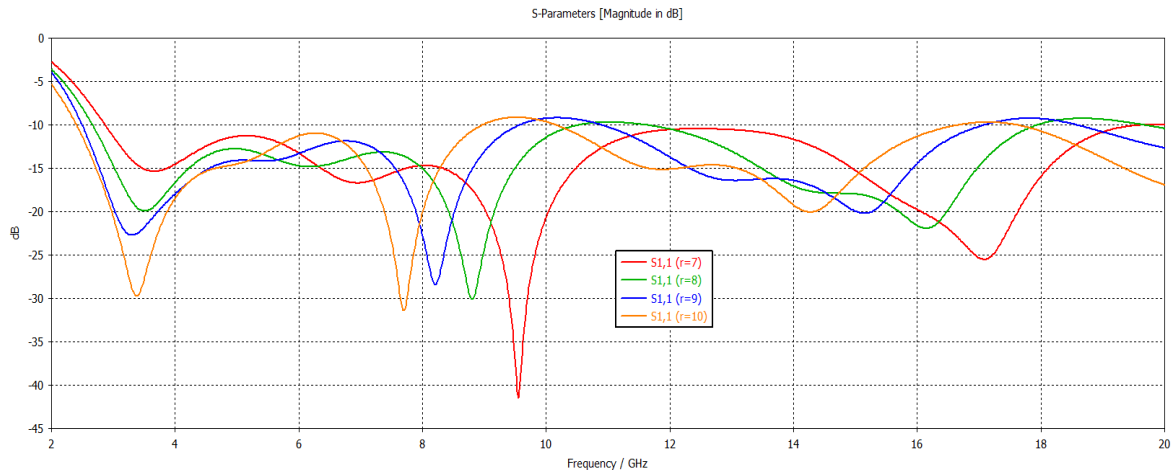
El diseño presenta resonancias en 3.67GHz, 6.92GHz, 9.55 GHz y 17.05 GHz, y cumple con los requisitos impuestos por la FCC en toda la banda.

Además de la longitud del táper, otro parámetro que puede cambiar la respuesta de adaptación de la antena de toda la banda es la anchura superior del táper. En la **Figura 5-8** se muestra el efecto de este parámetro en la respuesta de la antena. Se puede observar cómo al aumentar el valor del ancho superior del táper se disminuye la frecuencia de las resonancias presentes, debido al cambio que provocan dichos parámetros en la adaptación de la impedancia de la antena a la impedancia de la línea de transmisión.



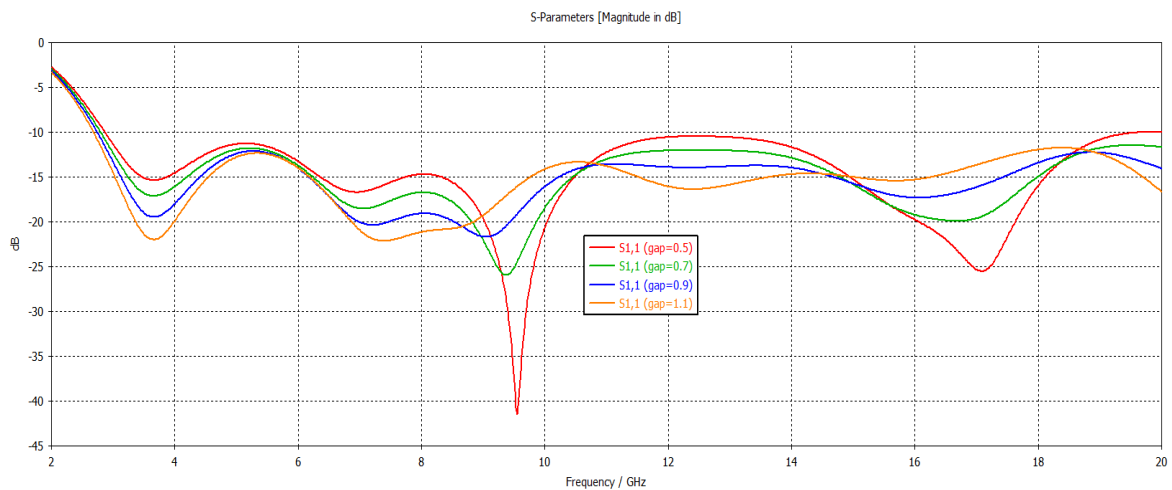
**Figura 5-8: Variación de la anchura del táper en la segunda versión de la antena optimizada.**

Del mismo modo, y de forma más destacada, el radio del parche de la antena modificará también estas resonancias, como se muestra en la **Figura 5-9**.



**Figura 5-9: Variación de R en la segunda versión de la antenna optimizada.**

Por último, la variación de la distancia del parche de la antenna al plano de masa (gap) o del mismo modo la distancia en la que se alarga el ancho superior del táper, también marca el comportamiento de las resonancias en la respuesta del coeficiente de reflexión. Un ejemplo del comportamiento de la respuesta al variar el valor del parámetro es el mostrado en la **Figura 5-10**, donde se observa cómo al aumentar el gap disminuye levemente las frecuencias de resonancia y provoca la aparición y eliminación de otras.



**Figura 5-10: Variación del gap en la segunda versión de la antenna optimizada.**

También se puede observar, como en el caso de  $\text{gap}=0.9$  (en realidad 0.7 por la forma en la que se ha configurado el diseño en la herramienta) se tiene una buena respuesta que se encuentra por debajo de -12dB en toda la banda, al igual que la obtenida con un táper de longitud menor como la mostrada en la **Figura 5-6**. De hecho, dicha respuesta con un táper menor se obtiene a partir de esta última tan sólo disminuyendo la longitud del táper. No obstante, aunque la respuesta mostrada en la **Figura 5-10** en el caso de  $\text{gap}=0.9$  tendría un mejor comportamiento que la mostrada en la **Figura 5-7** con la misma longitud de táper, se comprobó que tampoco era compatible con las configuraciones MIMO con las bandas eliminadas, siendo la respuesta de la **Figura 5-7** la que mejor comportamiento ofrecía junto al filtro de triple banda eliminada y las configuraciones MIMO.

Se puede concluir entonces, que para conseguir la respuesta de la antena deseada en toda la banda se varían los parámetros de la simulación hasta obtener la respuesta buscada. No obstante, es posible que en fases más avanzadas del diseño y en conjunto con otros elementos, la respuesta no sea la deseada y sea imposible su solución cambiando los parámetros de los elementos añadidos, por lo que podría ser necesario buscar otro comportamiento de la antena válido desde la variación del diseño base.

### **5.3 Diseño antena UWB con triple banda eliminada**

En este apartado se comentan los resultados de simulación obtenidos al añadir los distintos filtros de triple banda eliminada diseñados en el **apartado 4.3.3** a los diseños de antena UWB unitaria comentados en el **apartado 5.2**. Al igual que en dicho capítulo, en primer lugar, se comentarán los resultados de añadir los distintos filtros de triple banda eliminada a la primera aproximación de antena UWB diseñada. En segundo lugar, se comentarán los resultados de añadir los distintos filtros de triple banda eliminada a la versión más optimizada de la antena UWB.

En ambos casos, mediante el análisis de los resultados obtenidos, se realizarán los ajustes necesarios en los filtros añadidos de cara a obtener la mejor respuesta posible, ya que como era de esperar, añadir los filtros a la antena varía la respuesta ideal de estos comentada en el **capítulo 4**.

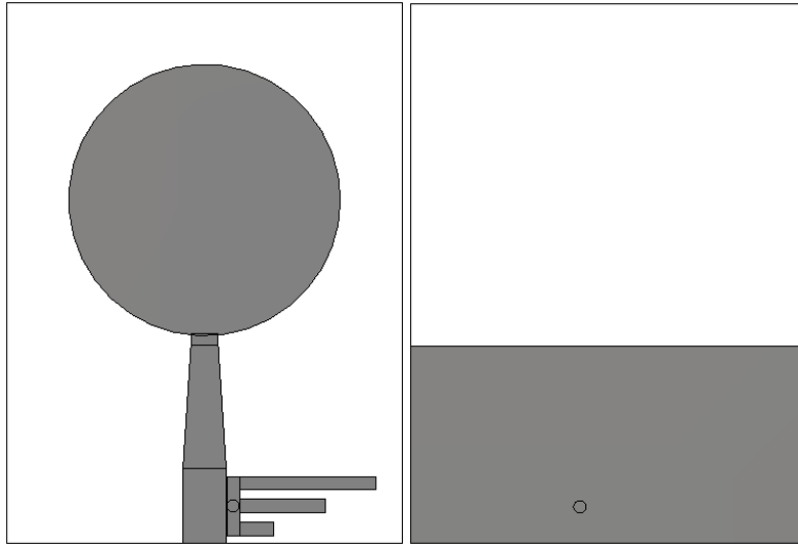
#### **5.3.1 Antena UWB con triple banda eliminada: Primera aproximación**

En este apartado, se comentan los resultados de añadir los distintos filtros de triple banda eliminada al primer diseño realizado de antena UWB, con la que en un primer lugar y sirviendo de referencia se diseñaron las antenas MIMO. También se comentará el efecto de aumentar la separación entre la línea de alimentación y el filtro, tal y como se introdujo en el capítulo anterior, para comentar las dificultades a la hora de llevar a cabo un posible proceso de fabricación.

##### **5.3.1.1 Primera aproximación con el filtro n°1**

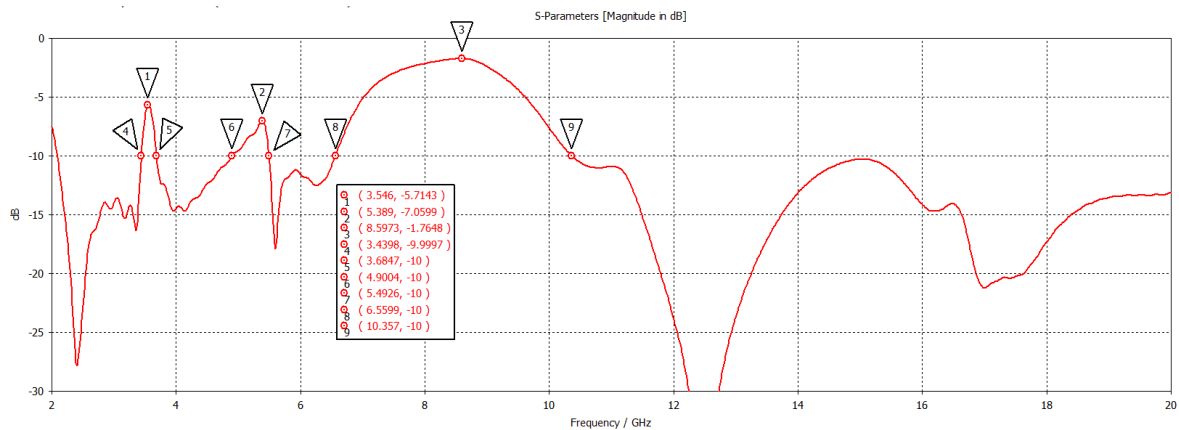
En primer lugar, se comenta el resultado del coeficiente de reflexión al añadir la primera versión del filtro de triple banda eliminada a la primera aproximación de la antena UWB, sin realizar modificaciones en los parámetros que definen los diseños individuales. La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 5-11**. Los parámetros que definen el diseño son idénticos a los mostrados en los **apartados 5.2.1 y 4.3.1**.





**Figura 5-11: Primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°1.**

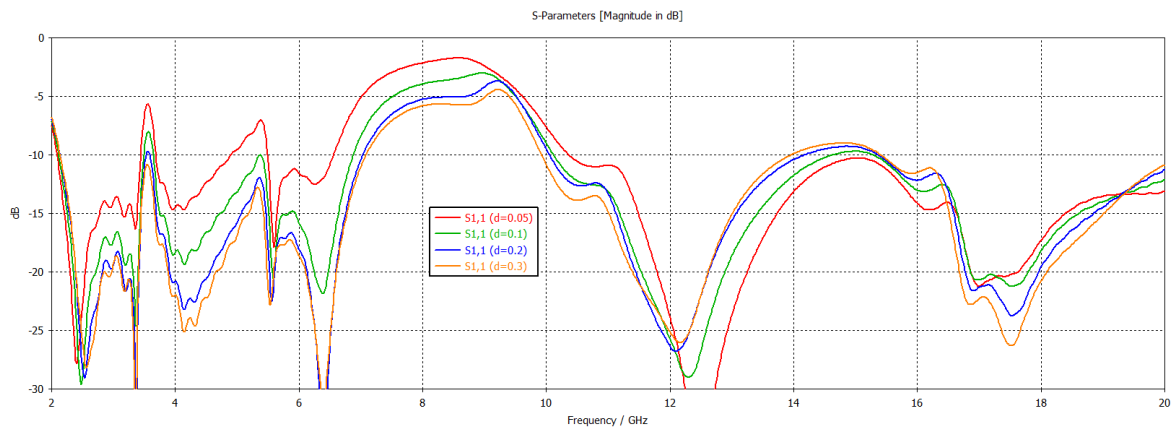
El resultado en simulación del coeficiente de reflexión es el siguiente:



**Figura 5-12: Coeficiente reflexión de la primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°1.**

A simple vista, se puede observar que las resonancias propias de la antena UWB han afectado a las resonancias del filtro ideal diseñado en el **apartado 4.3.1**, desplazando las frecuencias centrales de las bandas rechazadas. No obstante, a partir de este capítulo la frecuencia central de la banda de rechazo caerá a un segundo plano, siendo el objetivo principal de diseño ajustar las bandas para intentar obtener el ancho de banda de rechazo deseado. También se puede observar como a pesar de que en el diseño ideal del filtro se obtiene un nivel de rechazo aceptable, con el diseño en conjunto desciende notablemente el nivel de rechazo, sobre todo en las bandas de 3.5 GHz y 5.5 GHz.

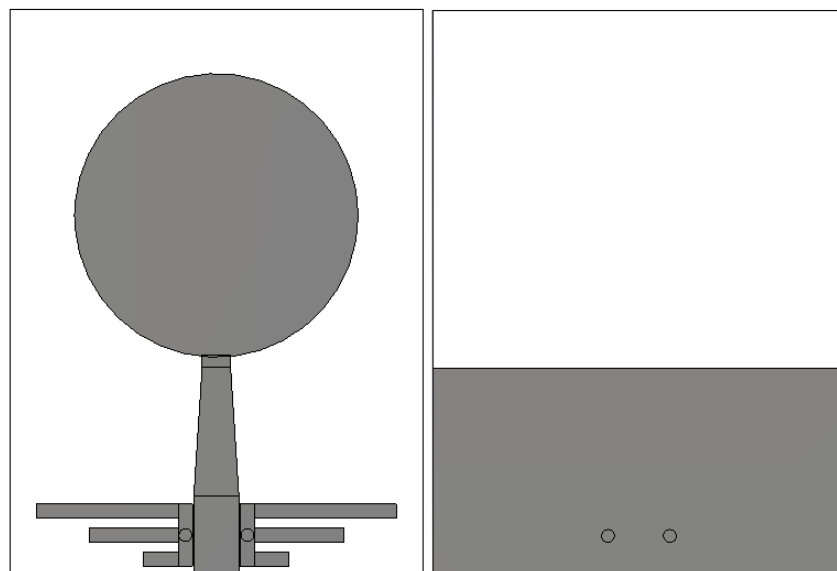
Como se comentó en el **apartado 4.3.1**, la distancia del filtro a la línea de alimentación es de 0.05mm y un valor mayor de esta implicaría una disminución del nivel de rechazo tal y como se comentó en dicho apartado. Este efecto es similar al añadir el filtro al diseño de la antena, tal y como se puede observar en la **Figura 5-13**, por lo que, aunque fuera más sencilla la posible fabricación del diseño, este no arrojaría los resultados deseados.



**Figura 5-13: Variación de “d” en la primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°1.**

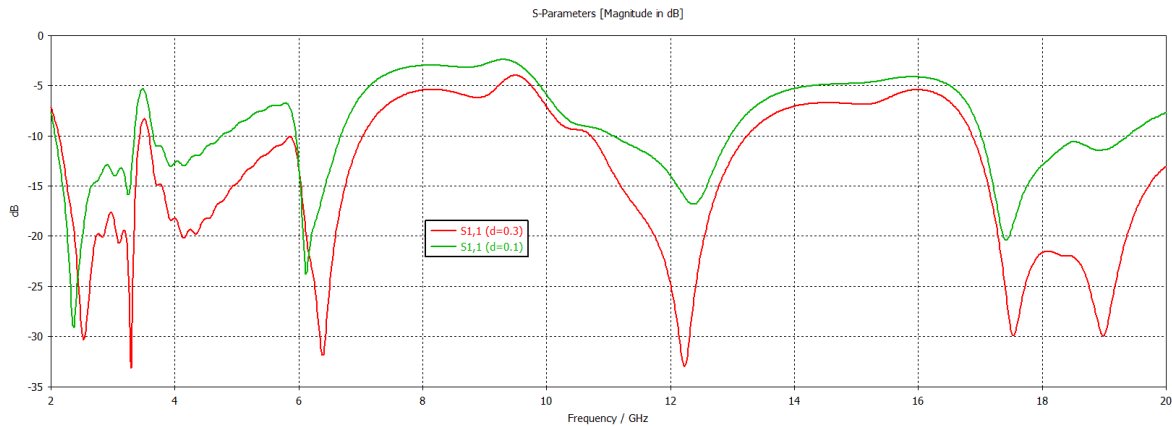
Tal y como se puede observar, aumentar la distancia implicaría la eliminación de dos de las bandas rechazadas. Por el contrario, disminuir más la distancia, aparte de complicar en mayor medida un posible proceso de fabricación, aumentaría el nivel de rechazo pero también el ancho de las bandas rechazadas.

Con el objetivo de intentar compensar el efecto producido por el aumento de la distancia entre el filtro y la línea de alimentación de la antena, se replica la estructura del filtro al otro lado de la línea de alimentación, según se muestra en la **Figura 5-14**.



**Figura 5-14: Primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°1 replicado.**

El resultado arrojado por el coeficiente de reflexión realizando la misma variación paramétrica de “d” es el mostrado en la siguiente figura:



**Figura 5-15: Coeficiente de reflexión de la primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°1 replicado.**

Se puede observar como con un valor de  $d=0.1mm$  se consigue mejorar el nivel de rechazo respecto al uso de un solo filtro. Como consecuencia, el coeficiente de reflexión supera notablemente los -10dB establecidos como límite en la zona de frecuencia comprendida entre los 13 GHz y 17 GHz aproximadamente, por lo que no cumpliría con los objetivos propuestos en este TFM.

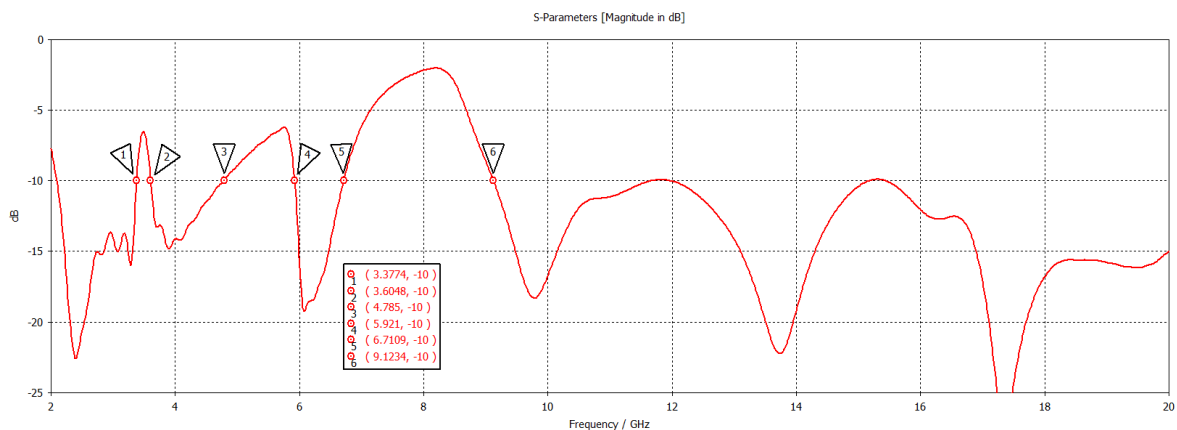
Volviendo al diseño original con un solo filtro, y con el objetivo de intentar obtener las bandas de rechazo deseadas comentadas en el **apartado 5.1.2**, se ajustan los parámetros del filtro y de la antena para obtener el diseño que ofrezca la respuesta que mejor se acerque a los objetivos propuestos. En este caso de diseño conjunto, el comportamiento de los parámetros del filtro es algo diferente que el mostrado en el caso del diseño ideal. Además, estos cambios también modificarán el comportamiento de la respuesta a partir de 10.6 GHz, que no se había tenido en cuenta en el diseño ideal. Por lo tanto, será necesario la modificación de alguno de los parámetros de la antena para mejorar la adaptación en las zonas de frecuencia en las que el coeficiente de reflexión pueda superar los -10dB.

La respuesta del coeficiente de reflexión que mejor cumple con los objetivos propuestos es la mostrada en la **Figura 5-16**. Los valores de los parámetros que definen la estructura de la antena y el filtro son los mostrados en la **Tabla 5-4**.

Parámetro	Valor original (mm)	Valor modificado (mm)
<b>Y</b>	35.3	-
<b>X</b>	25	-
<b>Lground</b>	16	-
<b>R</b>	11	-
<b>Ltaper</b>	10	-
<b>Lf</b>	6	-
<b>Wf</b>	3.3	3.28
<b>Wt</b>	2.2	2
<b>Gap</b>	0.8	-
<b>l</b>	5	4.8
<b>lu</b>	11.7	12.1
<b>lm</b>	8.7	8
<b>ld</b>	3.6	4.5
<b>ws</b>	1.1	-
<b>wm</b>	1.1	-
<b>wc</b>	1.1	-
<b>wi</b>	1.1	-
<b>r</b>	0.5	-
<b>d</b>	0.05	-

**Tabla 5-4: Valores de los parámetros de la primera aproximación de antena UWB con el filtro n°1.**

La respuesta que se obtiene con la modificación de los parámetros anteriores en la mostrada en la siguiente figura:



**Figura 5-16: Coeficiente reflexión ajustado de la primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°1.**

Como se puede observar, se ha conseguido reducir el ancho de banda de rechazo de la banda de 7.5GHz y aumentar el de la banda de 5.5GHz, que eran los objetivos principales, aparte de desplazar la banda de 3.5GHz. El nivel de rechazo de las dos primeras bandas es algo bajo, siendo el de la tercera banda bueno y suficiente.

Tal y como se ha introducido al inicio de este apartado, modificar los parámetros del filtro también modifica la respuesta en las zonas altas de frecuencia, por lo que ha sido necesario modificar la anchura superior del táper de la antena para cambiar la adaptación de

la misma y así mantener toda la banda de trabajo por debajo de -10dB, aunque el objetivo principal es mantenerla en la zona comprendida de 3.1 GHz a 10.6 GHz.

En este caso, y como se ha comentado anteriormente, modificar los parámetros del filtro no ofrece el mismo comportamiento que el mostrado en el **apartado 4.3**. La longitud del brazo superior del filtro  $lu$ , muestra un comportamiento semejante. Aumentar su longitud disminuye la frecuencia central de resonancia y disminuir su longitud la aumenta. En este caso en particular, aumentar su longitud hace que disminuya el nivel de rechazo de la banda, por lo que es un factor a tener en cuenta en el ajuste. En cuanto a la longitud del brazo central  $lm$ , modificar su longitud no va a resultar en un desplazamiento completo de la banda, sino que en este caso va a modificar el límite superior de la banda rechaza, reducir su longitud lo aumentará y aumentar su longitud lo disminuirá. El límite inferior de la banda rechazada permanecerá prácticamente en el mismo valor de frecuencia. La variación de la longitud del brazo inferior  $ld$  presenta un comportamiento similar que el mostrado por el brazo central ya que variar su longitud sólo modificará la frecuencia superior de la banda rechazada. El factor limitante en este caso reside que al disminuir este límite superior para acortar el ancho de banda de rechazo mostrado en la **Figura 5-12** aparecen zonas en las frecuencias superiores por encima de -10dB, por lo que tal y como se ha comentado ha sido necesario variar la adaptación de la antena. Por último, modificar la longitud del brazo vertical modificará todas las bandas tal y como se mostró en el **apartado 4.3.3**.

Finalmente, en la **Tabla 5-5** se muestran los objetivos propuestos en los límites de las bandas de rechazo y el resultado de simulación finalmente obtenido.

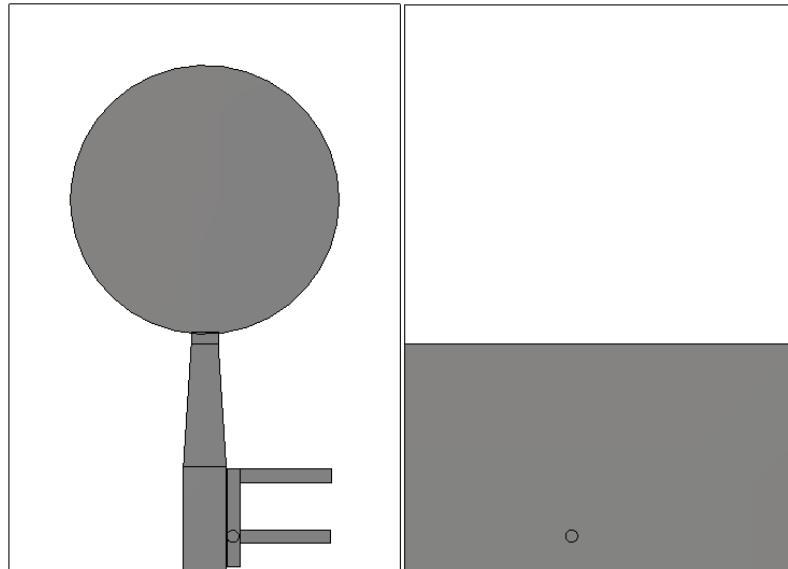
Banda	Objetivo		Resultado simulación	
	Límite inferior	Límite Superior	Límite inferior	Límite Superior
<b>5G</b>	3.4 GHz	3.8 GHz	3.38 GHz	3.6 GHz
<b>WLAN</b>	5 GHz	6 GHz	4.79 GHz	5.92 GHz
<b>Banda X</b>	7 GHz	8.5 GHz	6.71 GHz	9.12 GHz

**Tabla 5-5: Comparación objetivos propuestos y resultados simulados en la primera aproximación de antena UWB con el filtro n°1.**

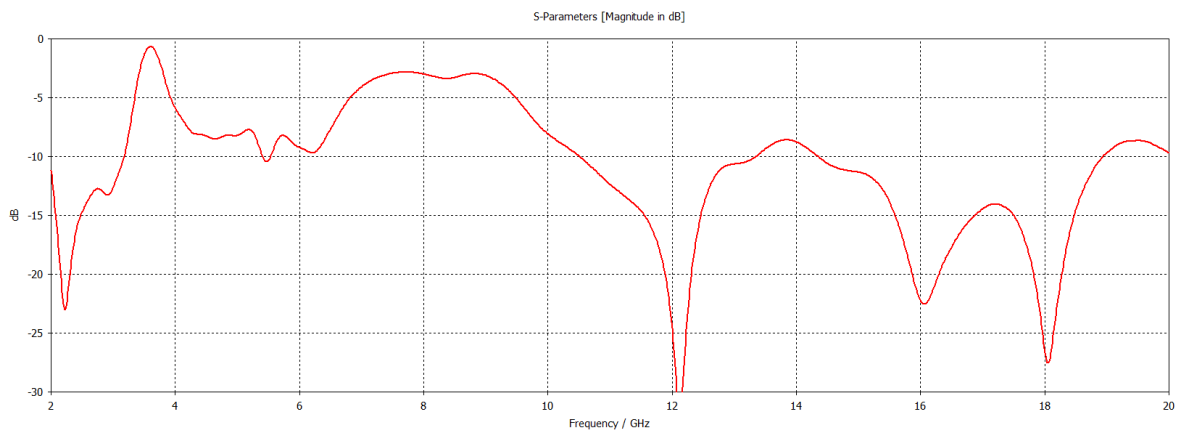
### **5.3.1.2 Primera aproximación con el filtro n°2**

En este caso, como la longitud del brazo vertical del filtro diseñado en el **apartado 4.3.2** es mayor que la longitud de la primera parte de la línea de alimentación de la antena ha sido necesario aumentar la longitud de esta última para poder añadir el filtro al diseño.

Como era de esperar, modificar la estructura original de la antena en gran medida modifica la respuesta del coeficiente de reflexión, tal y como se muestra en la **Figura 5-18**. El valor de los parámetros del filtro es semejante al mostrado en el **apartado 4.3.2** y la longitud de la primera parte de la línea de alimentación de la antena se ha aumentado desde los 6mm originales a los 8.5mm para poder añadir el filtro. La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 5-17**.



**Figura 5-17: Primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°2.**

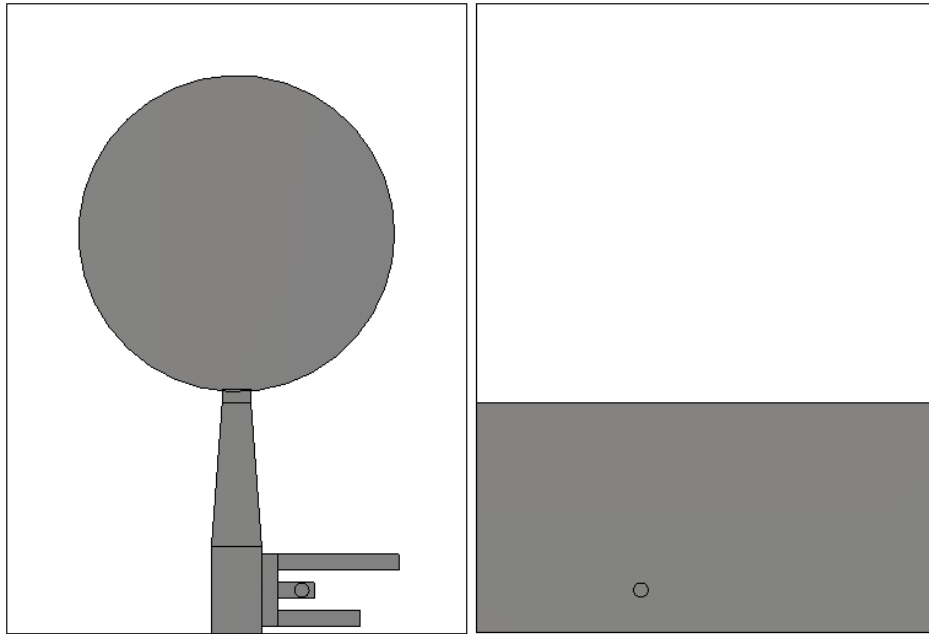


**Figura 5-18: Coeficiente reflexión de la primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°2.**

Como se puede observar el resultado obtenido no se acerca al deseado, y dado que para la integración del filtro se necesita modificar el diseño original de la antena en gran medida se descarta intentar ajustar la respuesta del conjunto.

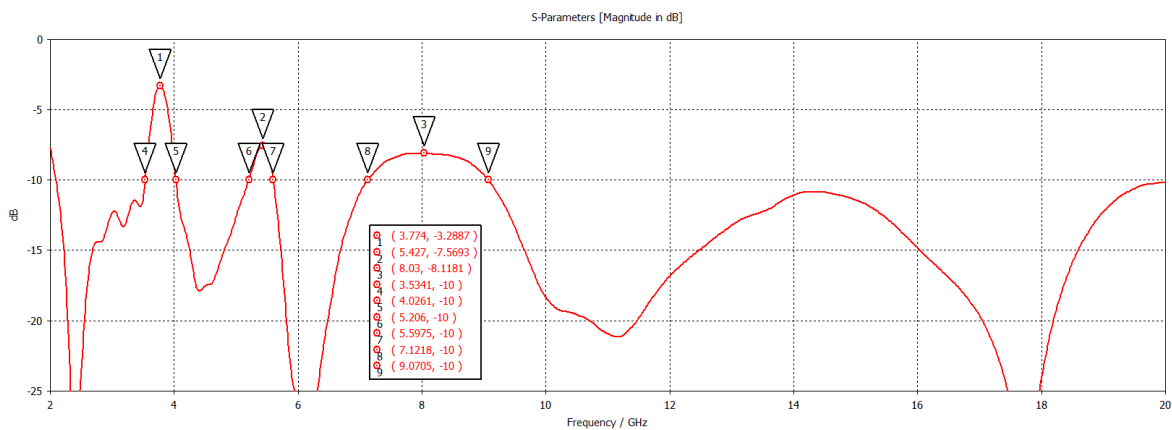
### **5.3.1.3 Primera aproximación con el filtro n°3**

En primer lugar, se comenta el resultado del coeficiente de reflexión al añadir la tercera versión del filtro de triple banda eliminada a la primera aproximación de la antena UWB, sin realizar modificaciones en los parámetros que definen los diseños individuales. La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 5-19**. Los parámetros que definen el diseño son idénticos a los mostrados en los **apartados 5.2.1 y 4.3.3**.



**Figura 5-19: Primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°3.**

El resultado en simulación del coeficiente de reflexión es el siguiente:



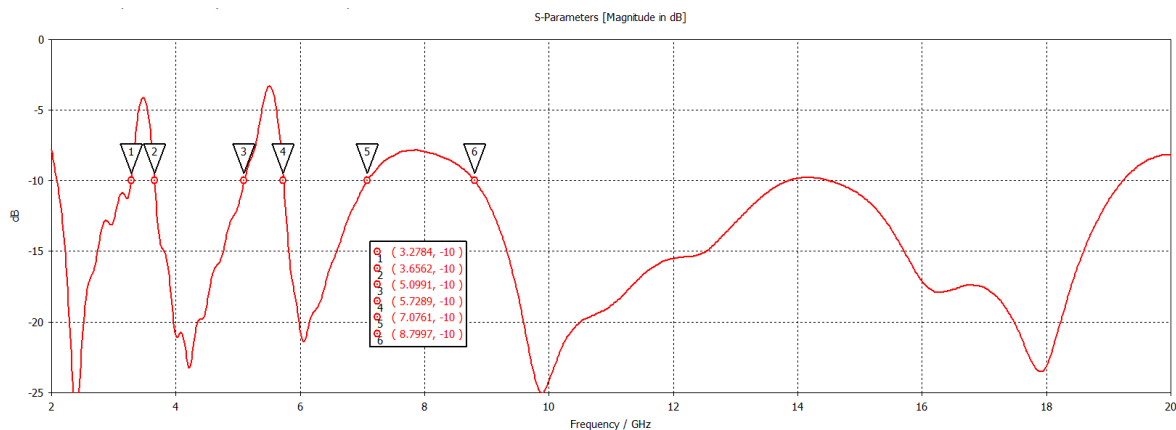
**Figura 5-20: Coeficiente reflexión de la primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°3.**

A simple vista, se puede observar que las resonancias propias de la antena UWB han afectado a las resonancias del filtro ideal diseñado en el **apartado 4.3.3**, desplazando las frecuencias centrales de las bandas rechazadas. También se puede observar que el nivel de rechazo de las bandas de 5.5GHz y 7.5GHz es bajo. Con el objetivo de intentar obtener las bandas de rechazo deseadas, comentadas en el capítulo 5, se ajustan los parámetros del filtro y de la antena para obtener el diseño que ofrezca la respuesta que mejor se acerque a los objetivos propuestos. La respuesta del coeficiente de reflexión que se acerca más los objetivos propuestos es la mostrada en la **Figura 5-21**. Los valores de los parámetros que definen la estructura de la antena y el filtro son los mostrados en la **Tabla 5-6**.

Parámetro	Valor original (mm)	Valor modificado (mm)
<b>Y</b>	35.3	-
<b>X</b>	25	-
<b>Lground</b>	16	-
<b>R</b>	11	-
<b>Ltaper</b>	10	-
<b>Lf</b>	6	-
<b>Wf</b>	3.3	-
<b>Wt</b>	2.2	2
<b>Gap</b>	0.8	-
<b>l</b>	5	4
<b>lu</b>	9.5	10.6
<b>lm</b>	3.6	5.3
<b>ld</b>	6.8	-
<b>ws</b>	1.1	-
<b>wm</b>	1.1	-
<b>wc</b>	1.1	-
<b>wi</b>	1.1	-
<b>r</b>	0.5	-
<b>d</b>	0.05	-

**Tabla 5-6: Valores de los parámetros de la primera aproximación de antena UWB con el filtro n°3.**

La respuesta que se obtiene con la modificación de los parámetros anteriores en la mostrada en la siguiente figura:



**Figura 5-21: Coeficiente reflexión ajustado de la primera aproximación de la antena UWB con el filtro n°3.**

Como se puede observar se han conseguido ajustar mejor los límites de cada banda de rechazo a los objetivos propuestos, y se ha conseguido mejorar el nivel de rechazo de las bandas. No obstante, sobre la zona de 14 GHz y 19 GHz el coeficiente de reflexión sobrepasa los -10dB, aunque se encuentra en zonas fuera de los 10.6 GHz, pero aun así dentro de la banda de trabajo propuesta en este TFM, por lo que no sería un resultado válido.

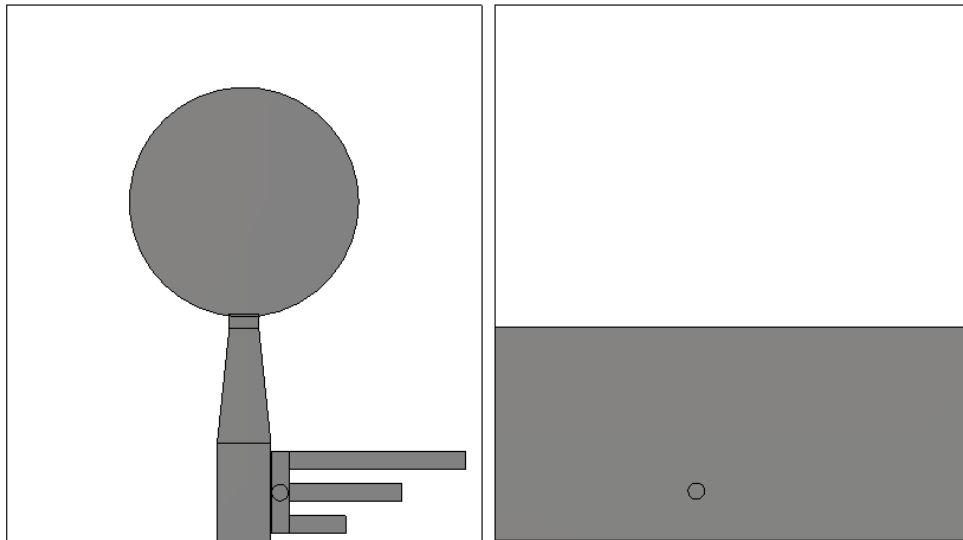


### 5.3.2 Antena UWB con triple banda eliminada: Diseño optimizado

En este apartado, se comentan los resultados de añadir los distintos filtros de triple banda eliminada al diseño final y optimizado de la antena UWB, con la que se ha trabajado para realizar los diseños finales de este TFM. En el desarrollo de este apartado se han tenido en cuenta los resultados obtenidos a la hora de añadir las distintas versiones de los filtros a la antena UWB de referencia, por lo que la segunda versión de filtro no ha sido añadida a la antena optimizada debido a los problemas presentados en el apartado anterior.

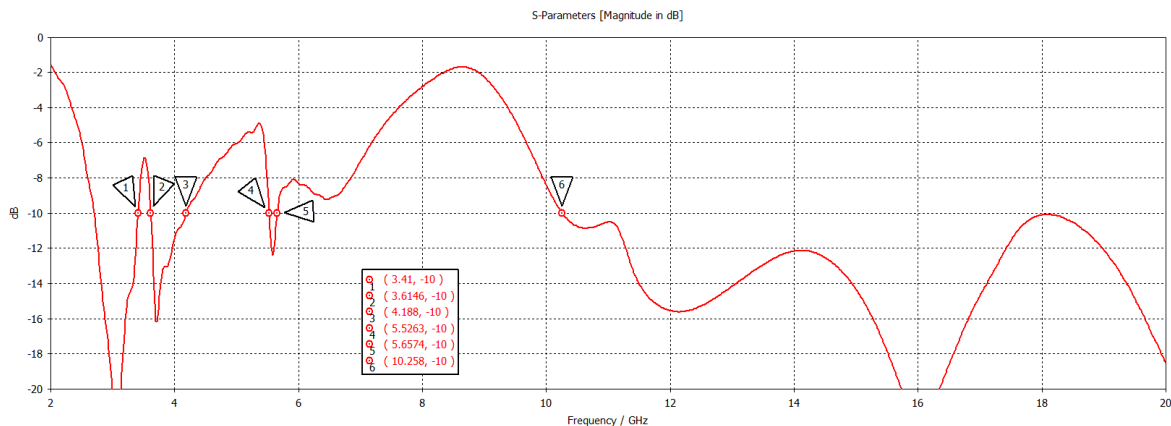
#### 5.3.2.1 Diseño optimizado con el filtro n°1

Al igual que en el **apartado 5.3.1.1**, en primer lugar, se comenta el resultado del coeficiente de reflexión al añadir la primera versión del filtro de triple banda eliminada a la antena UWB optimizada, sin realizar modificaciones en los parámetros que definen los diseños individuales. La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 5-22**. Los parámetros que definen el diseño son idénticos a los mostrados en los **apartados 5.2.2** y **4.3.1**.



**Figura 5-22: Antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

El resultado en simulación del coeficiente de reflexión es el siguiente:

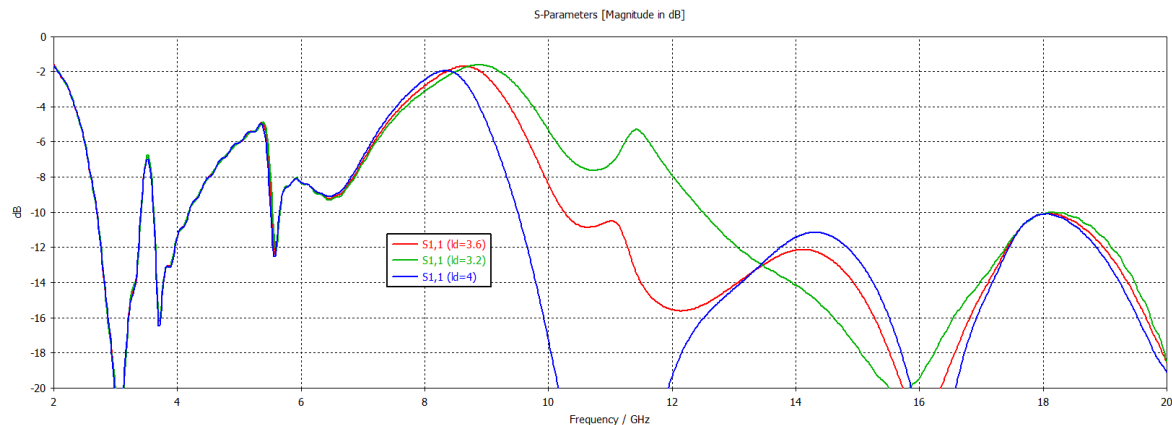


**Figura 5-23: Coeficiente reflexión de la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

A simple vista, se puede observar que las resonancias propias de la antena UWB han afectado a las resonancias del filtro ideal diseñado en el **apartado 4.3.1**, desplazando las frecuencias centrales de las bandas rechazadas. También se puede observar como a pesar de que en el diseño ideal del filtro se obtiene un nivel de rechazo aceptable, con el diseño en conjunto desciende notablemente el nivel de rechazo, sobre todo en las bandas de 3.5 GHz y 5.5 GHz.

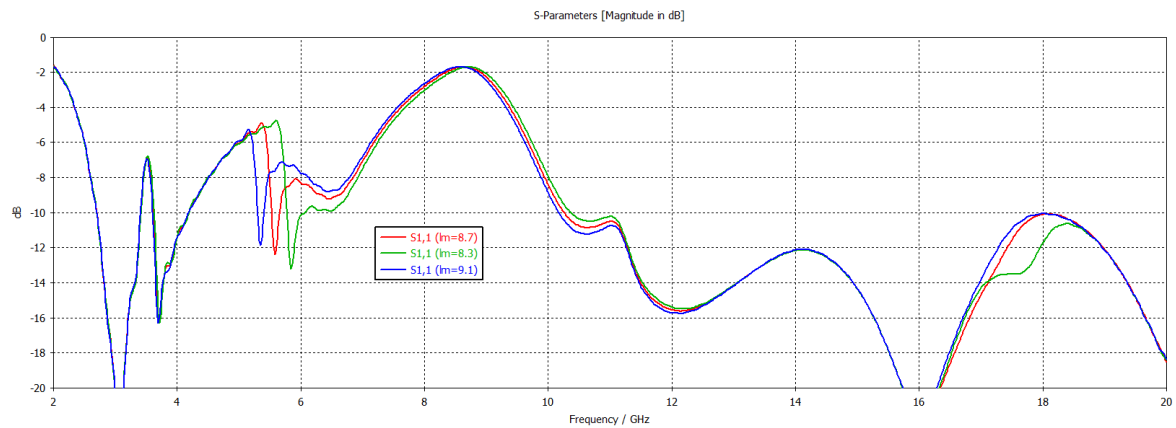
Con el objetivo de intentar obtener las bandas de rechazo deseadas comentadas en el capítulo 5, se ajustan los parámetros del filtro y de la antena para obtener el diseño que ofrezca la respuesta que mejor se acerque a los objetivos propuestos. En este caso de diseño conjunto, el comportamiento de los parámetros del filtro es algo diferente que el mostrado en el caso del diseño ideal. Además, estos cambios también modificarán el comportamiento de la respuesta a partir de 10.6 GHz, que no se había tenido en cuenta en el diseño ideal. Por lo tanto, será necesario la modificación de alguno de los parámetros de la antena para mejorar la adaptación en las zonas de frecuencia en las que el coeficiente de reflexión pueda superar los -10dB.

En la **Figura 5-24** se puede observar el efecto que produce modificar la longitud del brazo inferior. Aumentar su longitud disminuye el valor en frecuencia del límite superior de la banda y disminuir su longitud lo aumenta. A diferencia del efecto mostrado en el diseño ideal del filtro, la variación de este brazo no desplaza la banda entera, sino tan solo el límite superior.



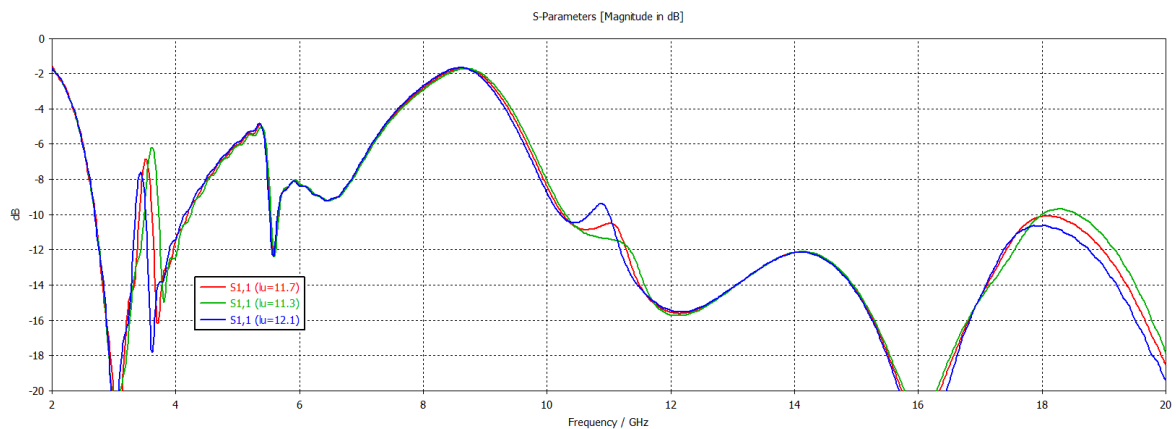
**Figura 5-24:** Variación de “ld” en la antena UWB optimizada con el filtro n°1

Del mismo modo, en la **Figura 5-25** se puede observar el efecto que produce modificar la longitud del brazo central. Aumentar su longitud disminuye el valor en frecuencia del límite superior de la banda y disminuir su longitud lo aumenta. A diferencia del efecto mostrado en el diseño ideal del filtro, la variación de este brazo no desplaza la banda entera, sino tan solo el límite superior. Además, como se puede observar también desplaza ligeramente la banda de 7.5GHz, en mayor medida el límite inferior de esta última.



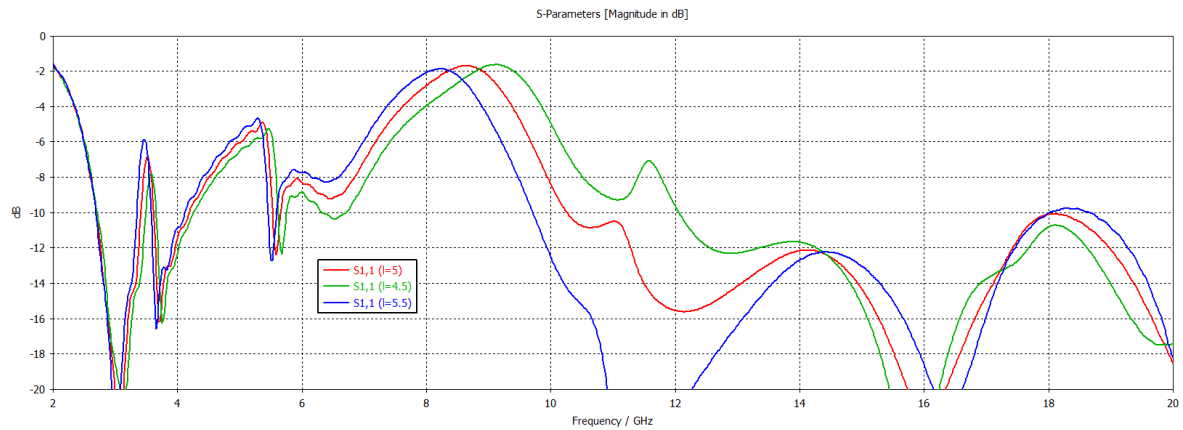
**Figura 5-25: Variación de “lm” en la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

Por otro lado, en la **Figura 5-26** se puede observar el efecto que produce modificar la longitud del brazo superior. En este caso, al igual que el efecto mostrado en el diseño ideal del filtro, la variación de este brazo desplaza la banda entera del mismo modo que el mostrado en el **apartado 4.3.3**.



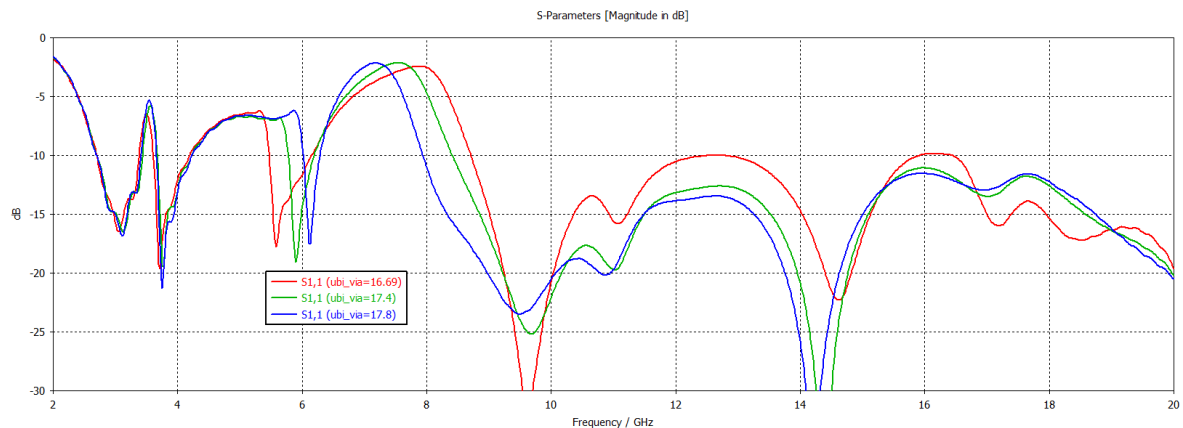
**Figura 5-26: Variación de “lu” en la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

Igualmente, en la **Figura 5-27** se puede observar el efecto que produce modificar la longitud del brazo vertical. En este caso, al igual que el efecto mostrado en el diseño ideal del filtro, la variación de este brazo desplaza todas las bandas del mismo modo que el mostrado en el **apartado 4.3.3**.



**Figura 5-27: Variación de “I” en la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

Por último, en la **Figura 5-28** se puede observar el efecto que produce modificar la ubicación de vía horizontalmente dentro del brazo central.



**Figura 5-28: Variación de la ubicación de la vía en la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

Como se puede observar, aumentar la posición horizontal de la vía modifica principalmente las bandas de 5.5 GHz y 7.5 GHz, además de cambiar la adaptación a altas frecuencias. A la vez que aumenta el límite superior de la banda de 5.5GHz también reduce el límite superior de la banda de 7.5 GHz.

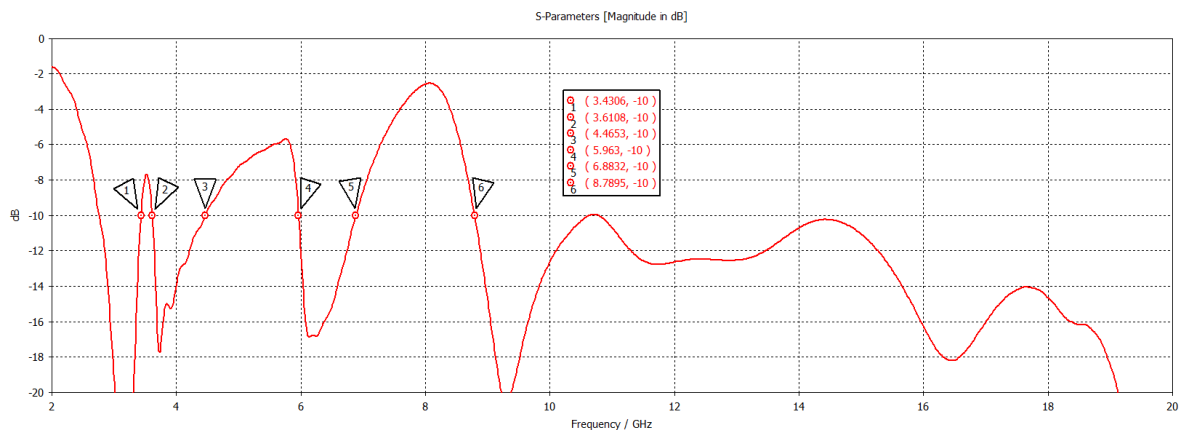
Con el objetivo de intentar obtener las bandas de rechazo deseadas comentadas en el capítulo 5, y conociendo el efecto producido al variar cada uno de los parámetros principales del filtro, se ajustan los parámetros del mismo y de la antena para obtener el diseño que ofrezca la respuesta que mejor se acerque a los objetivos propuestos en el **apartado 5.1**.

La respuesta del coeficiente de reflexión que mejor cumple con los objetivos propuestos es la mostrada en la **Figura 5-29**. Los valores de los parámetros que definen la estructura de la antena y el filtro son los mostrados en la **Tabla 5-7**.

Parámetro	Valor original (mm)	Valor modificado (mm)
Y	35.3	-
X	25	-
Lground	16	-
R	11	-
Ltaper	7	-
Lf	6	-
Wf	3.3	3.28
Wt	1.2	1.8
Gap	0.7	-
l	5	-
lu	11.7	11.8
lm	8.7	7.9
ld	3.6	4.5
ws	1.1	-
wm	1.1	-
wc	1.1	-
wi	1.1	-
r	0.5	-
d	0.05	-

**Tabla 5-7: Valores de los parámetros de la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

La respuesta que se obtiene con la modificación de los parámetros anteriores en la mostrada en la siguiente figura:



**Figura 5-29: Coeficiente reflexión ajustado de la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

Como se puede observar, se ha conseguido ajustar la banda de 3.5 GHz, desplazar correctamente la banda de 5.5 GHz y reducir el ancho de banda de la banda de 7.5 GHz. El nivel de rechazo de las dos primeras bandas es algo bajo, sobre todo la banda de 3.5 GHz que se ha visto perjudicada por los demás ajustes de banda. El nivel de rechazo de la tercera banda resulta ser bueno y suficiente.

Tal y como se ha introducido al inicio de este apartado, modificar los parámetros del filtro también modifica la respuesta en las zonas altas de frecuencia, por lo que ha sido necesario modificar la anchura superior del táper de la antena para cambiar la adaptación de la misma y así mantener toda la banda de trabajo por debajo de -10dB, aunque el objetivo principal es mantenerla en la zona comprendida de 3.1 GHz a 10.6 GHz.

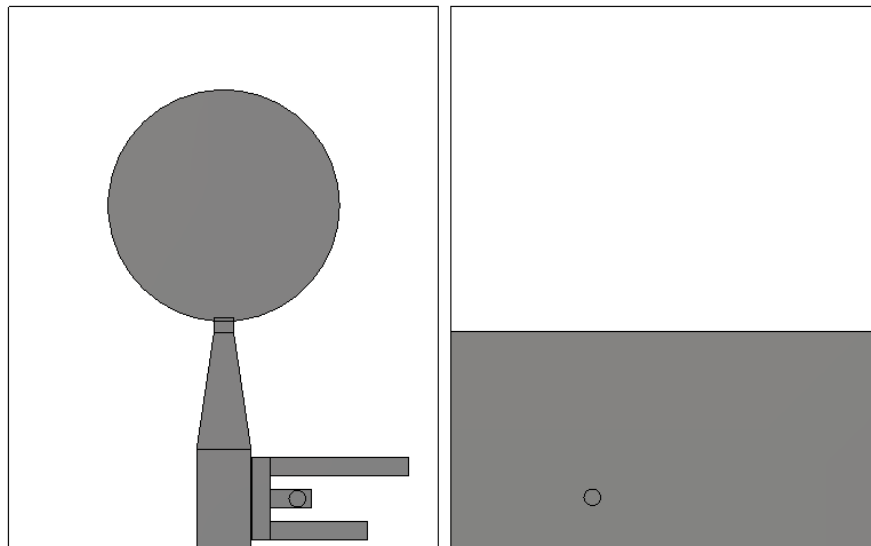
Finalmente, en la **Tabla 5-8** se muestran los objetivos propuestos en los límites de las bandas de rechazo y el resultado de simulación finalmente obtenido.

<b>Banda</b>	<b>Objetivo</b>		<b>Resultado simulación</b>	
	<i>Límite inferior</i>	<i>Límite Superior</i>	<i>Límite inferior</i>	<i>Límite Superior</i>
<b>5G</b>	3.4 GHz	3.8 GHz	3.43 GHz	3.61 GHz
<b>WLAN</b>	5 GHz	6 GHz	4.46 GHz	5.96 GHz
<b>Banda X</b>	7 GHz	8.5 GHz	6.88 GHz	8.78 GHz

**Tabla 5-8: Comparación objetivos propuestos y resultados simulados en la antena UWB optimizada con el filtro n°1.**

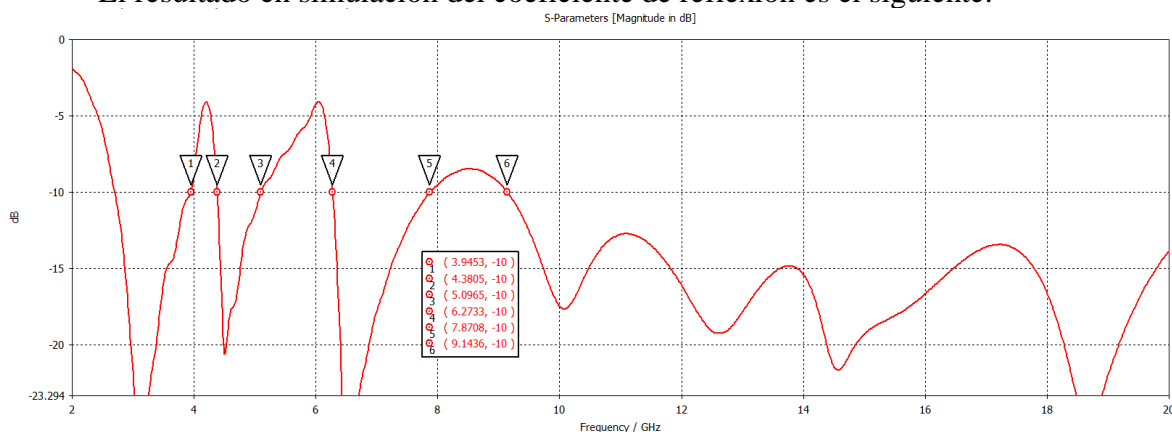
### 5.3.2.2 Diseño optimizado con el filtro n°3

En primer lugar, se comenta el resultado del coeficiente de reflexión al añadir la tercera versión del filtro de triple banda eliminada a la antena UWB optimizada, sin realizar modificaciones en los parámetros que definen los diseños individuales. La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 5-30**. Los parámetros que definen el diseño son idénticos a los mostrados en los **apartados 5.2.2 y 4.3.3**.



**Figura 5-30: Antena UWB optimizada con el filtro n°3.**

El resultado en simulación del coeficiente de reflexión es el siguiente:



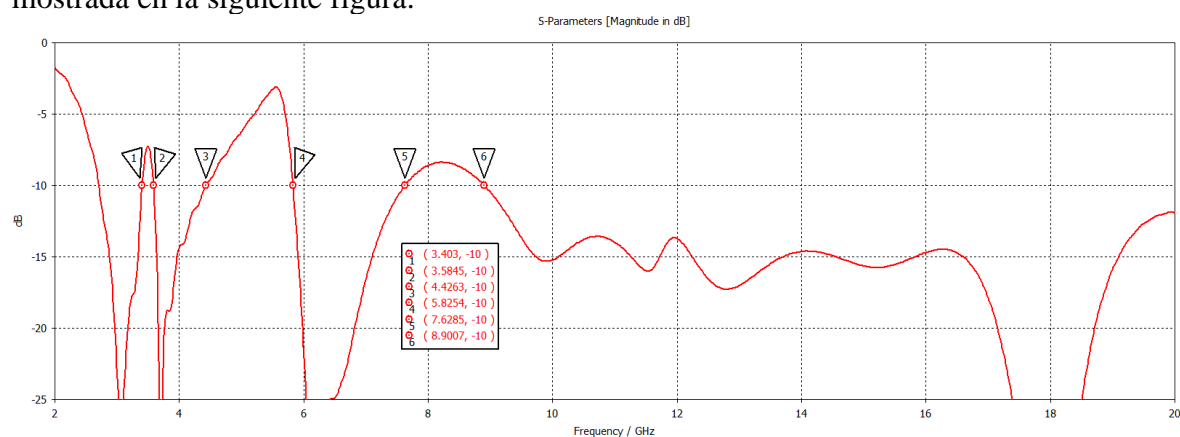
**Figura 5-31: Coeficiente reflexión de la antena UWB optimizada con el filtro n°3.**

A simple vista, se puede observar que las resonancias propias de la antena UWB han afectado a las resonancias del filtro ideal diseñado en el **apartado 4.3.3**, desplazando las frecuencias centrales de las bandas rechazadas. También se puede observar que el nivel de rechazo de la banda de 7.5GHz es bajo. Con el objetivo de intentar obtener las bandas de rechazo deseadas, comentadas en el capítulo 5, se ajustan los parámetros del filtro y de la antena para obtener el diseño que ofrezca la respuesta que mejor se acerque a los objetivos propuestos. La respuesta del coeficiente de reflexión que se acerca más los objetivos propuestos es la mostrada en la **Figura 5-32**. Los valores de los parámetros que definen la estructura de la antena y el filtro son los mostrados en la **Tabla 5-9**.

Parámetro	Valor original (mm)	Valor modificado (mm)
<b>Y</b>	35.3	-
<b>X</b>	25	29
<b>Lground</b>	16	-
<b>R</b>	11	-
<b>Ltaper</b>	10	-
<b>Lf</b>	6	-
<b>Wf</b>	3.3	-
<b>Wt</b>	2.2	1.2
<b>Gap</b>	0.8	-
<b>l</b>	5	4.25
<b>lu</b>	9.5	12
<b>lm</b>	3.6	-
<b>ld</b>	6.8	-
<b>ws</b>	1.1	-
<b>wm</b>	1.1	-
<b>wc</b>	1.1	-
<b>wi</b>	1.1	-
<b>r</b>	0.5	-
<b>d</b>	0.05	-

**Tabla 5-9: Valores de los parámetros de la antena UWB optimizada con el filtro n°3.**

La respuesta que se obtiene con la modificación de los parámetros anteriores en la mostrada en la siguiente figura:



**Figura 5-32: Coeficiente reflexión ajustado de la antena UWB optimizada con el filtro n°3.**

Como se puede observar no se ha conseguido ajustar mejor los límites de cada banda de rechazo a los objetivos propuestos, y ha empeorado el nivel de rechazo de la banda de 3.5 GHz.



## 5.4 Diseño antenas MIMO

En este apartado se comenta el diseño de las configuraciones MIMO de las antenas UWB diseñadas anteriormente con el filtro de triple banda eliminada, con el objetivo de obtener un diseño final de cuatro elementos que cumpla con los requisitos propuestos en este TFM, reflejados en el capítulo 5 de este documento.

En primer lugar, siguiendo el proceso original de diseño, se comenta el proceso de diseño de las configuraciones MIMO de 2 y 4 elementos realizadas con la antena y filtro diseñados en el **5.3.1**. Dado de la importancia del aislamiento entre las antenas, se procederá en un principio a comentar los pasos realizados para mejorar el aislamiento hasta cumplir los objetivos propuestos, para después realizar los ajustes necesarios para ajustar las bandas en el coeficiente de reflexión.

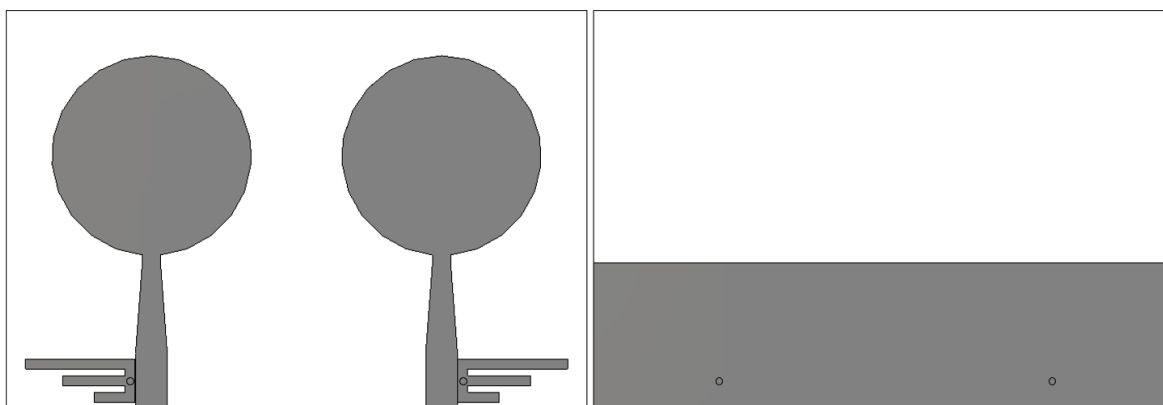
En segundo y último lugar, se comenta el proceso de diseño de las mismas configuraciones de 2 y 4 elementos, esta vez realizadas con la antena y filtro diseñados en el **apartado 5.3.2**, haciendo uso de una estructura semejante a la utilizada de referencia para mejorar el aislamiento entre los elementos. Además, en el caso del diseño final de 4 elementos, se comentarán aspectos relacionados con el diagrama de radiación.

### 5.4.1 Diseño antenas MIMO: Primera aproximación

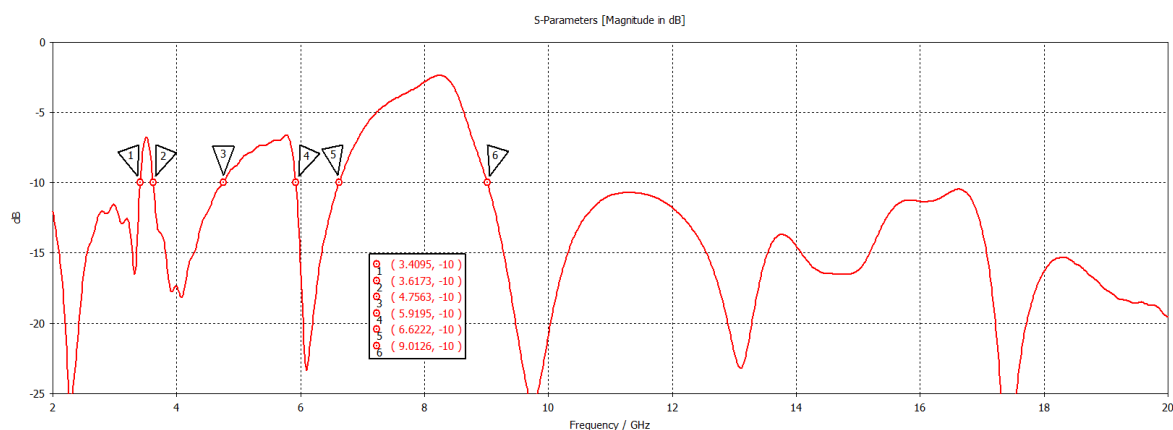
#### 5.4.1.1 Antenas MIMO de 2 elementos: Primera aproximación

El primer paso para obtener la configuración MIMO de dos elementos es duplicar horizontalmente la antena junto con el filtro diseñados en el **apartado 5.3.1**, observar los resultados arrojados y a partir de ahí realizar los ajustes necesarios. Dado que el diseño es simétrico, y aplicando las propiedades de simetría de los parámetros S vistas en el **apartado 2.2.2**, se calcularán los distintos parámetros de reflexión y aislamiento en una sola de las dos antenas. Por otro lado, el objetivo principal a conseguir en este apartado es un buen aislamiento entre las distintas antenas (**apartado 5.1.3**), por lo que principalmente se detallará el resultado del coeficiente de transmisión de una antena a otra durante el proceso de diseño y finalmente se comentará el coeficiente de reflexión.

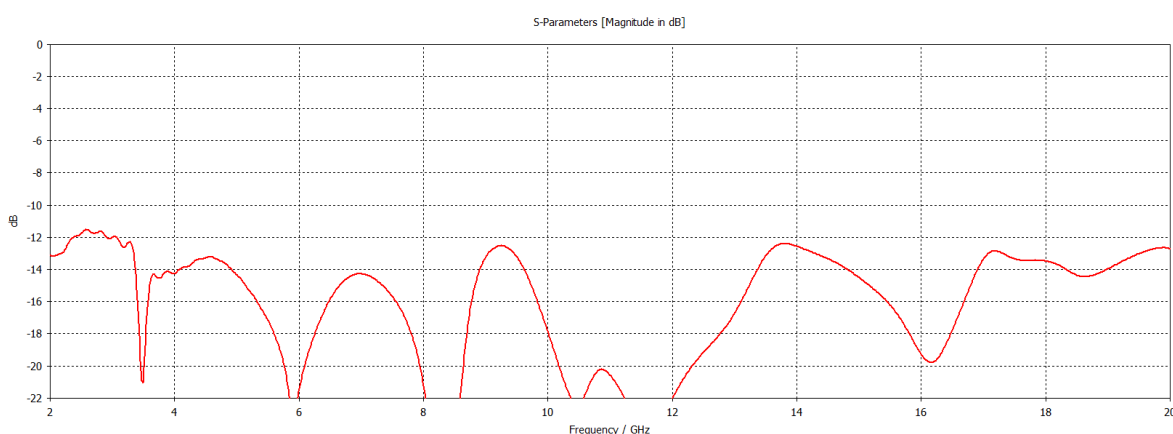
En la **Figura 5-33** se muestra la estructura resultante de duplicar el elemento unitario para obtener la estructura MIMO inicial 2x1 y en la **Figura 5-34** y **Figura 5-35** se muestran los coeficientes de reflexión y transmisión (aislamiento) respectivamente. En la **Tabla 5-10** se muestran los valores iniciales de la anchura y altura del dieléctrico, y será actualizada a medida que se realicen cambios estructurales en el diseño. El valor de los parámetros que definen las antenas y los filtros son los mismos que los comentados en el **apartado 5.3.1**.



**Figura 5-33: Estructura de referencia de la antena MIMO 2x1.**



**Figura 5-34: Coeficiente de reflexión de la estructura de referencia de la antena MIMO 2x1.**



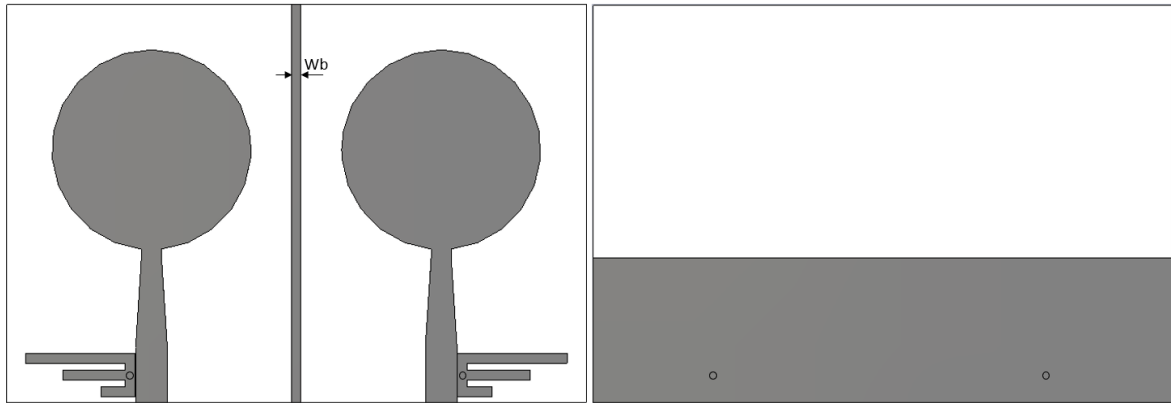
**Figura 5-35: Coeficiente de transmisión de la estructura de referencia de la antena MIMO 2x1.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	43.8
<b>X</b>	64

**Tabla 5-10: Parámetros de la estructura de referencia de la antena MIMO 2x1.**

De las figuras anteriores se puede observar cómo el coeficiente de reflexión mantiene una respuesta semejante a la mostrada por la antena unitaria junto con el filtro mostrada en el **apartado 5.3.1**, salvo ligeras modificaciones. En cuanto al aislamiento entre los dos elementos, el coeficiente de transmisión se encuentra por debajo de -12dB en toda la banda de trabajo, por lo que es necesario modificar la estructura para mejorar el aislamiento. Durante las siguientes modificaciones de la estructura se detallará sólo la respuesta del coeficiente de transmisión, ya que el coeficiente de reflexión presentará muy poca variación.

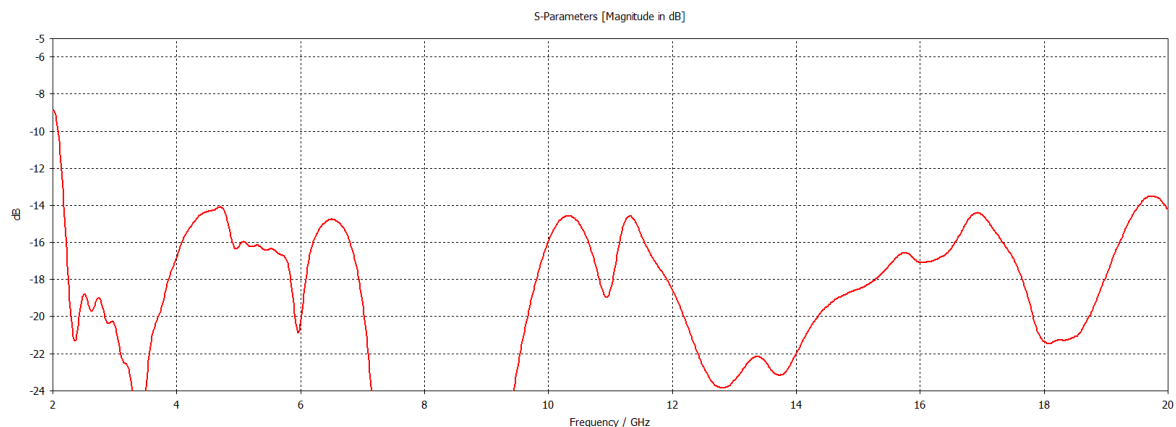
Con el objetivo de mejorar el aislamiento entre los elementos se seguirán algunas de las técnicas comentadas en el **apartado 3.2.3**. En primer lugar, se colocó una barrera metálica que separaba las antenas en el plano de los parches (**Figura 5-36**), mejorando el aislamiento en 2 dB encontrándose el coeficiente de transmisión por debajo de -14 dB en toda la banda de trabajo (**Figura 5-37**).



**Figura 5-36: Estructura de la antena MIMO 2x1 añadiendo una barrera en el plano de los parches.**

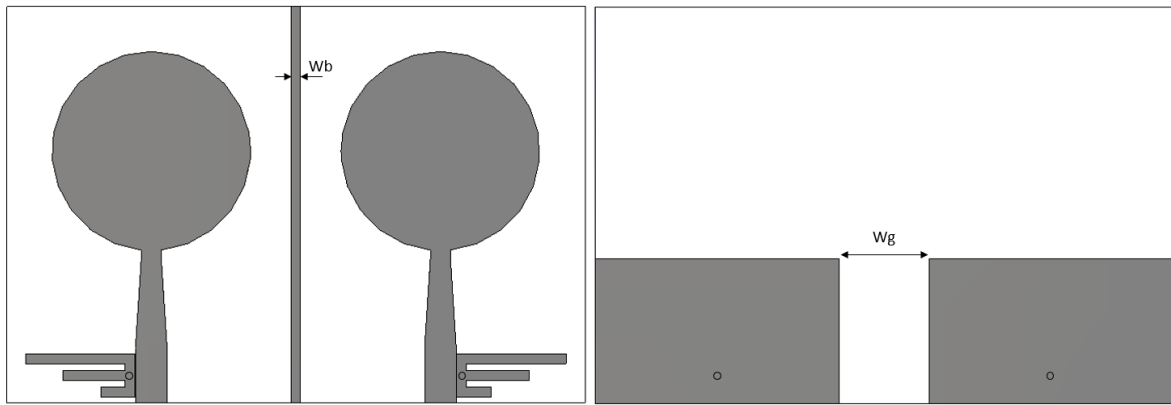
Parámetro	Valor (mm)
Y	43.8
X	64
Wb	1

**Tabla 5-11: Parámetros de la antena MIMO 2x1 añadiendo una barrera en el plano de los parches.**



**Figura 5-37: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x1 añadiendo una barrera en el plano de los parches.**

En segundo lugar, se procedió a separar el plano de masa en dos, uno por cada antena, tal y como se muestra en la siguiente figura:

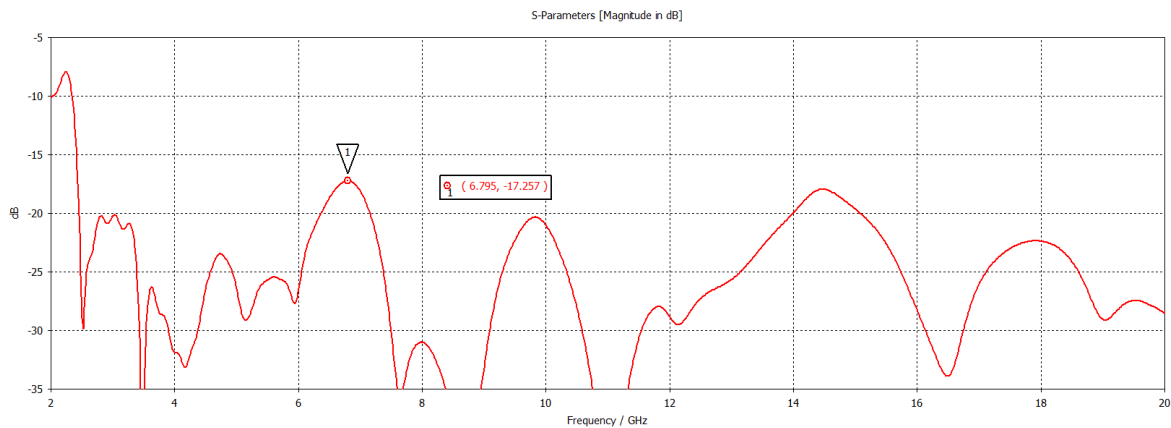


**Figura 5-38: Estructura de la antena MIMO 2x1 dividiendo el plano de masa.**

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	43.8
<b>X</b>	64
<b>Wb</b>	1
<b>Wg</b>	10

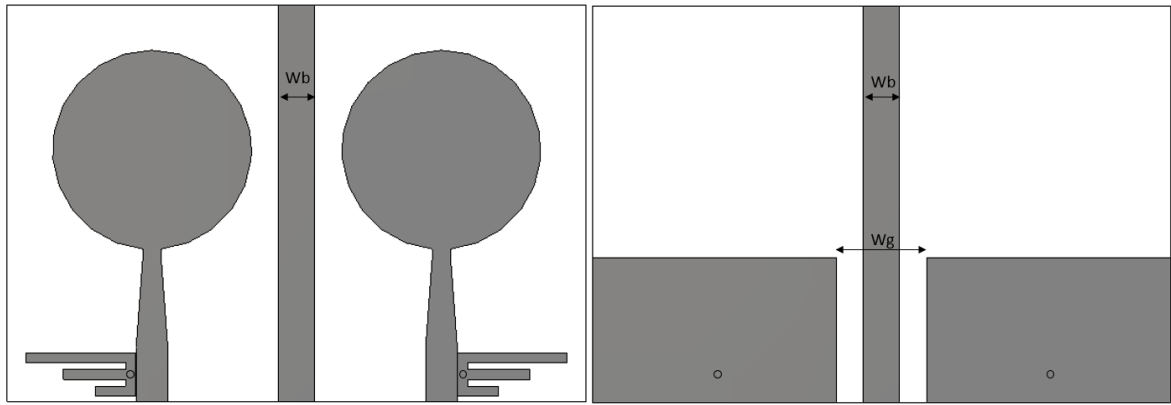
**Tabla 5-12: Parámetros de la antena MIMO 2x1 dividiendo el plano de masa.**

En este caso, se realizó un pequeño barrido paramétrico desde un valor de separación entre los planos de masa de 2mm a 10mm, arrojando el caso de 10mm un mejor aislamiento entre los elementos y un coeficiente de reflexión que se mantenía sin apenas variaciones en su respuesta. Con la separación de 10mm entre los planos de masa, se consigue un coeficiente de transmisión que se encuentra por debajo de -17dB en toda la banda de trabajo, como se muestra en la siguiente figura:



**Figura 5-39: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x1 dividiendo el plano de masa.**

Como aún no es suficiente como para alcanzar un aislamiento mejor que -20dB en toda banda, se situó también una barrera en la división del plano de masa, tal y como se muestra en la **Figura 5-40**.

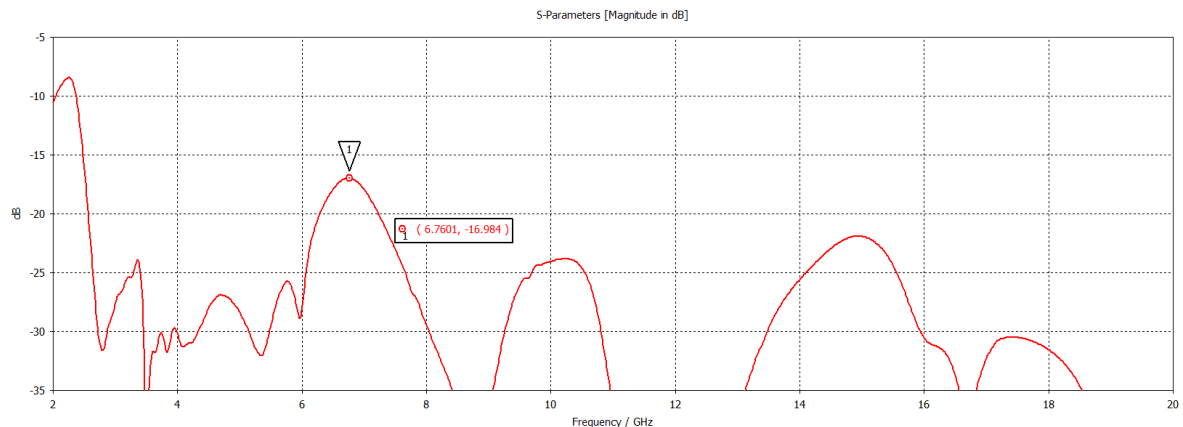


**Figura 5-40: Estructura de la antena MIMO 2x1 situando una barrera en los dos planos.**

Parámetro	Valor (mm)
Y	43.8
X	64
Wb	4
Wg	10

**Tabla 5-13: Parámetros de la antena MIMO 2x1 situando una barrera en los dos planos.**

En este caso, se ha aumentado el ancho de la barrera dado que mejoraba ligeramente el aislamiento respecto a usar una barrera más estrecha. La respuesta del coeficiente de transmisión es la mostrada en la **Figura 5-41**.



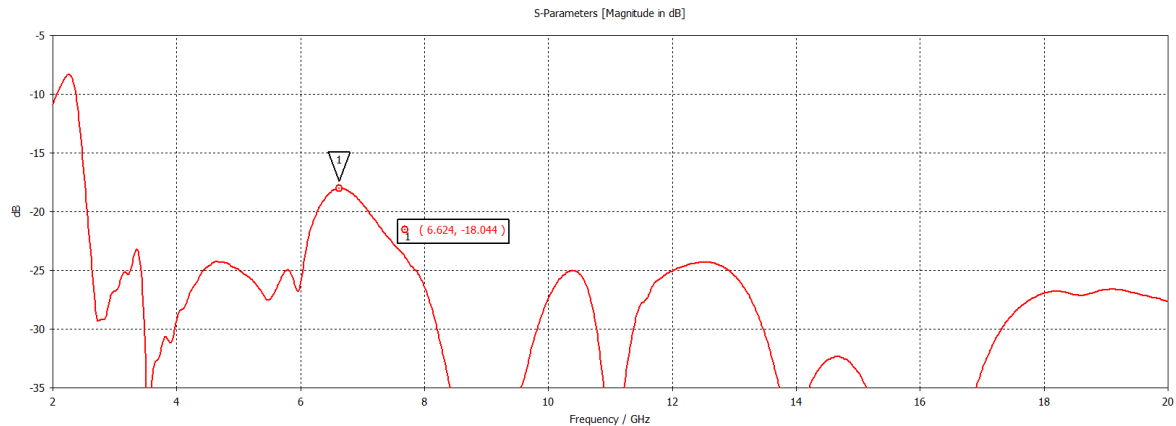
**Figura 5-41: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x1 situando una barrera en los dos planos.**

Si bien no se consigue mejorar el peor punto de aislamiento situado a la frecuencia de 6.7 GHz, sí se consigue mejorar el resto de la banda, ya encontrándose por debajo de los -20dB. Por ello, en esta situación se decide aumentar ligeramente la anchura total del dieléctrico, es decir, aumentar la distancia entre las antenas para mejorar el aislamiento e intentar que se encuentre por debajo de -20dB en toda la banda. La estructura es semejante a la mostrada en la **Figura 5-40** y los valores actualizados de los parámetros son los mostrados en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor (mm)
Y	43.8
X	75
Wb	4
Wg	10

**Tabla 5-14: Parámetros de la antena MIMO 2x1 aumentando la anchura del dieléctrico.**

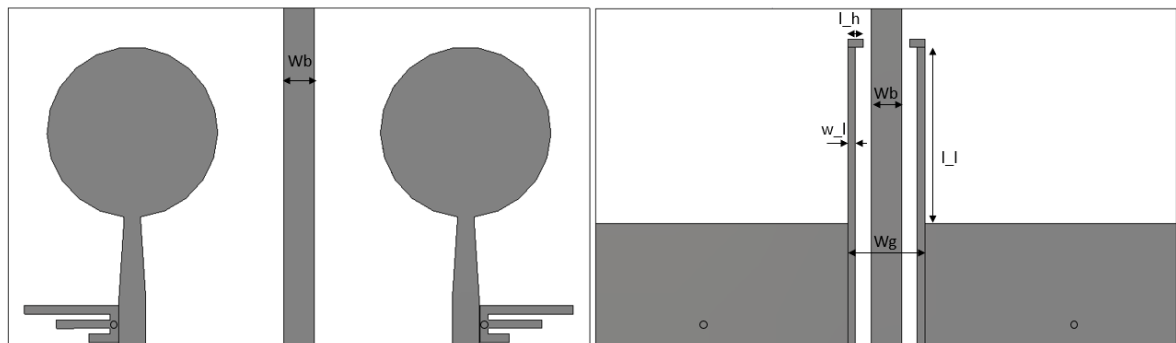
Con este aumento de la separación entre las antenas, se consigue el siguiente coeficiente de transmisión:



**Figura 5-42: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x1 aumentando la anchura del dieléctrico.**

Se puede observar que se consigue reducir el valor del pico que se obtenía sobre los 6.7 GHz, además de mejorar el aislamiento también en el resto de la banda, situándose por debajo de los -23 dB. No obstante, todavía no se obtiene una respuesta que se encuentre por debajo de -20dB en toda la banda.

En consecuencia, el siguiente paso realizado para mejorar el aislamiento resulta en colocar una nueva barrera junto al plano de masa en forma de “L”, tal y como se muestra en la siguiente figura:



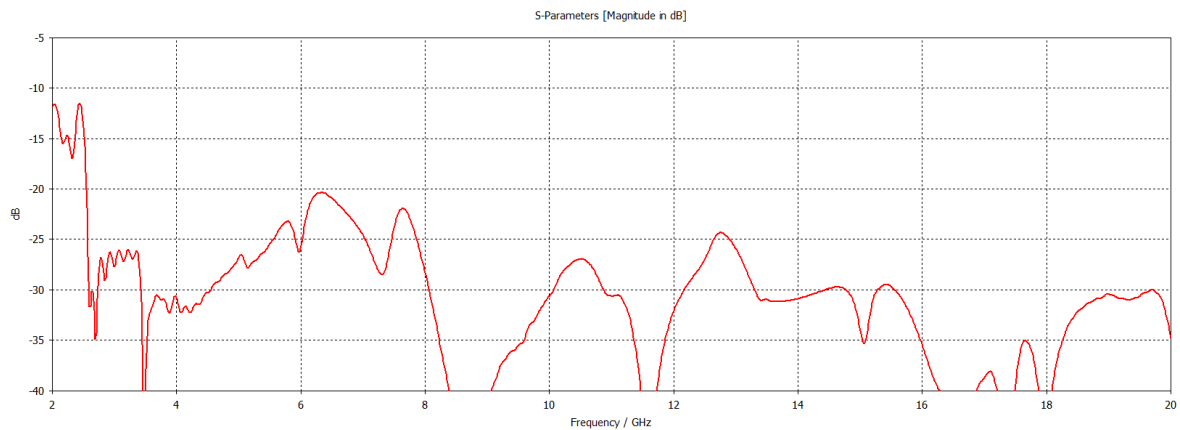
**Figura 5-43: Estructura de la antena MIMO 2x1 añadiendo barreras en forma de L.**

Los valores de los nuevos parámetros presentes en el diseño son los mostrados en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor (mm)
Y	43.8
X	75
Wb	4
Wg	10
l_l	38.8
w_l	1
l_h	2

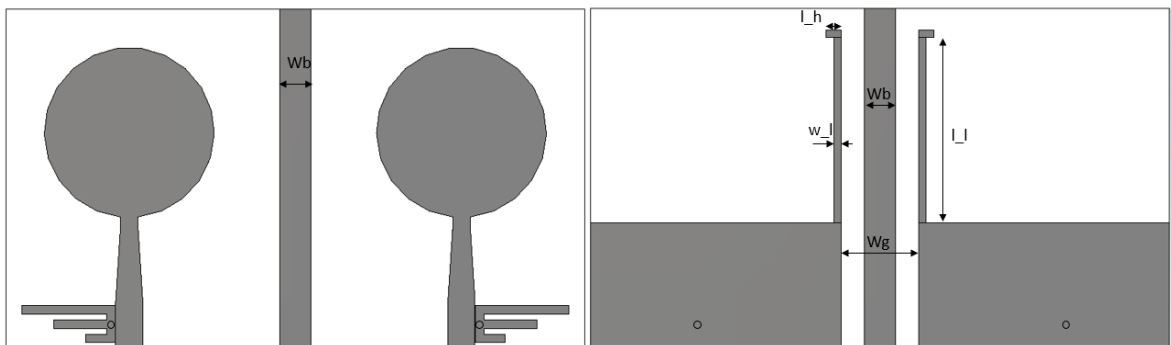
**Tabla 5-15: Parámetros de la antena MIMO 2x1 añadiendo barreras en forma de L.**

La respuesta del coeficiente de transmisión es la mostrada en la siguiente figura:



**Figura 5-44: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x1 añadiendo barreras en forma de L.**

Tal y como se puede observar, con esta estructura se consigue el objetivo de aislamiento propuesto, tener toda la banda de trabajo por debajo de los -20dB. No obstante, se probó a realizar una estructura similar pero con la barrera en “L” situada encima del plano de masa y no junto a él, que mejoró el aislamiento encontrándose este por debajo de -23 dB en toda la banda. La estructura del diseño es la mostrada en la **Figura 5-45** y el coeficiente de transmisión es el mostrado en la **Figura 5-46**.

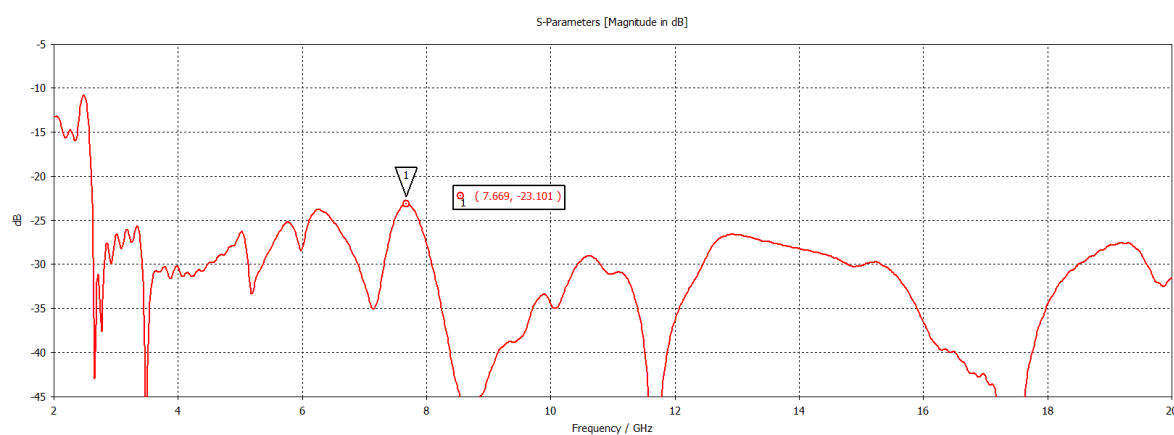


**Figura 5-45: Estructura de la antena MIMO 2x1 añadiendo barreras en forma de L encima del plano de masa.**

El valor de los parámetros involucrados se muestra en la siguiente tabla:

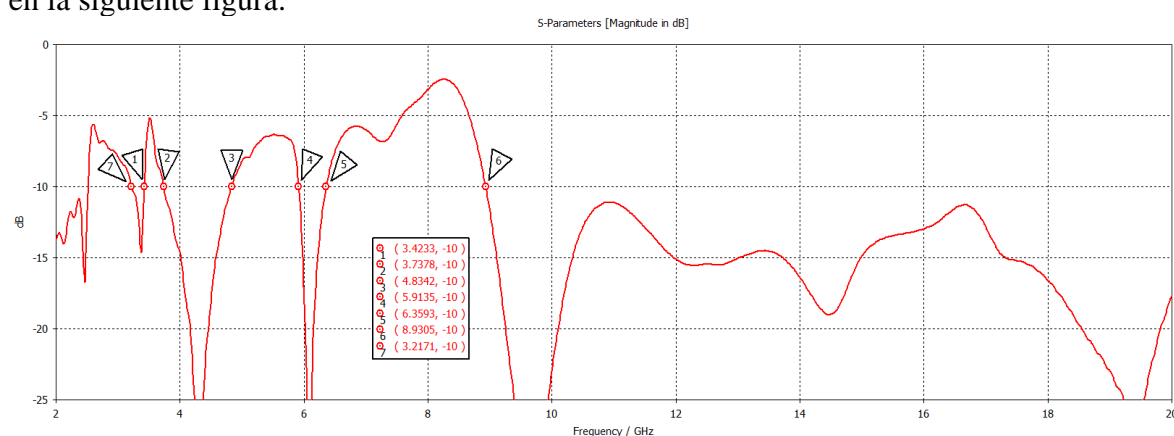
Parámetro	Valor (mm)
Y	43.8
X	75
Wb	4
Wg	10
l_l	40
w_l	1
l_h	2

**Tabla 5-16: Parámetros de la antena MIMO 2x1 añadiendo barreras en forma de L encima del plano de masa.**



**Figura 5-46: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x1 añadiendo barreras en forma de L encima del plano de masa.**

Finalmente, una vez obtenida una estructura que mantenga un buen nivel de aislamiento entre las antenas, el coeficiente de reflexión quedaría de la forma que se refleja en la siguiente figura:



**Figura 5-47: Coeficiente de reflexión de la antena MIMO 2x1 añadiendo barreras en forma de L encima del plano de masa.**

En cuanto a los límites de banda establecidos, se siguen cumpliendo aproximadamente. No obstante, a partir de la adición de la barrera centra a la estructura aparece una zona por encima de -10 dB a bajas frecuencias, que afecta desde los 3.1 GHz a



los 3.2 GHz a la banda de trabajo propuesta y que no se ha conseguido eliminar de la respuesta.

Finalmente, en la **Tabla 5-17** se muestran los objetivos propuestos en los límites de las bandas de rechazo y el resultado de simulación finalmente obtenido.

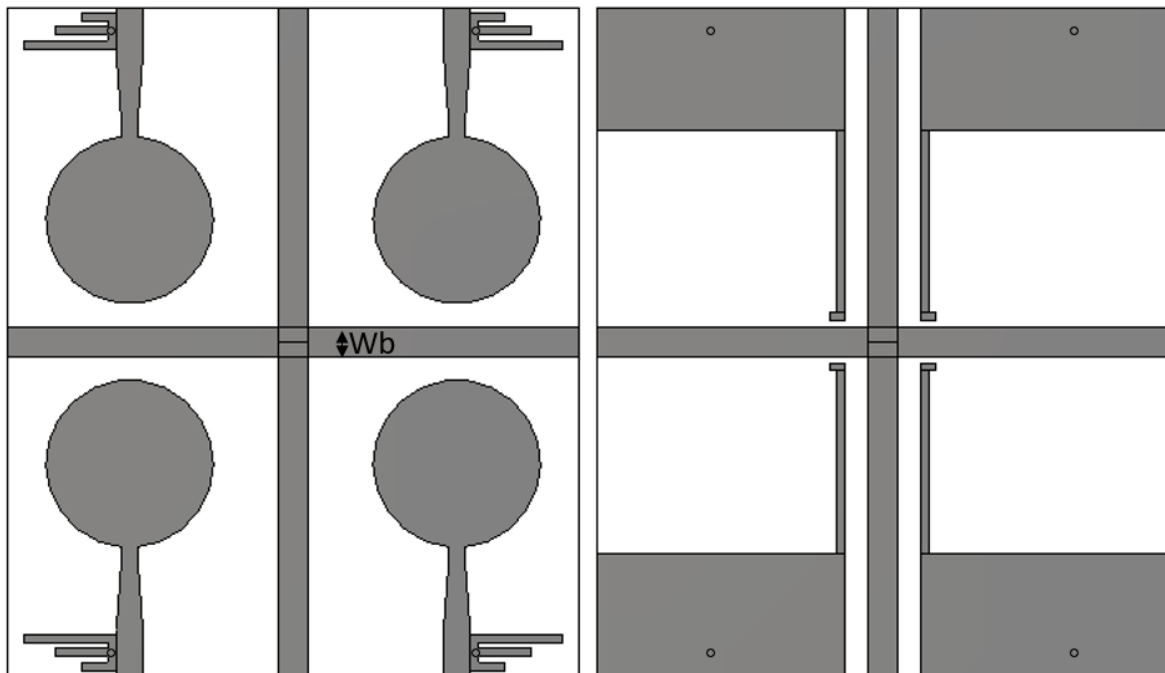
Banda	Objetivo		Resultado simulación	
	<i>Límite inferior</i>	<i>Límite Superior</i>	<i>Límite inferior</i>	<i>Límite Superior</i>
<b>5G</b>	3.4 GHz	3.8 GHz	3.42 GHz	3.73 GHz
<b>WLAN</b>	5 GHz	6 GHz	4.83 GHz	5.91 GHz
<b>Banda X</b>	7 GHz	8.5 GHz	6.35 GHz	8.93 GHz

**Tabla 5-17: Comparación objetivos propuestos y resultados simulados en la primera aproximación de antena MIMO UWB 2x1.**

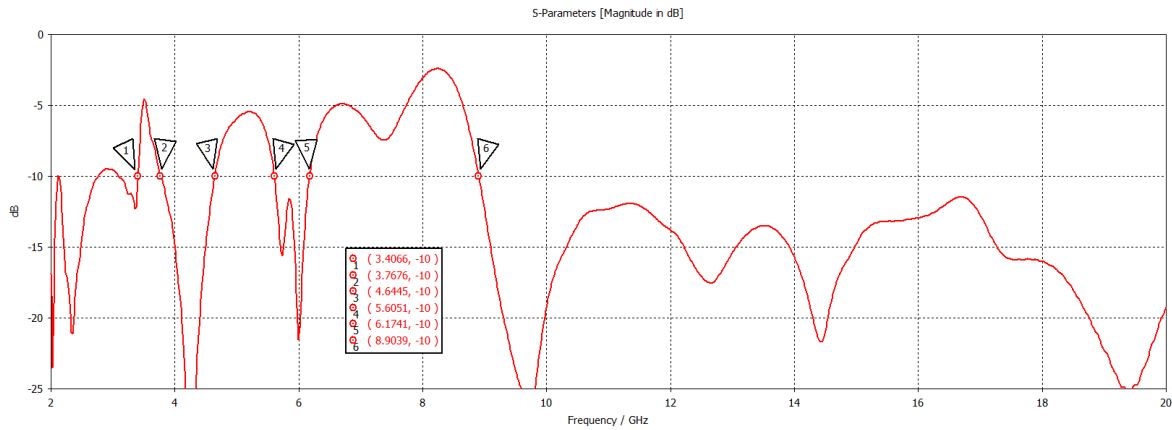
#### 5.4.1.2 Antenas MIMO de 4 elementos: Primera aproximación

Al igual que en el apartado anterior, el primer paso para obtener la configuración MIMO de cuatro elementos es duplicar verticalmente las antenas MIMO 2x1 diseñadas en el apartado anterior, observar los resultados arrojados y a partir de ahí realizar los ajustes necesarios. Además, junto a la réplica vertical, se añade una barrera horizontal en los dos planos al igual que se tenía una barrera vertical en la configuración MIMO 2x1.

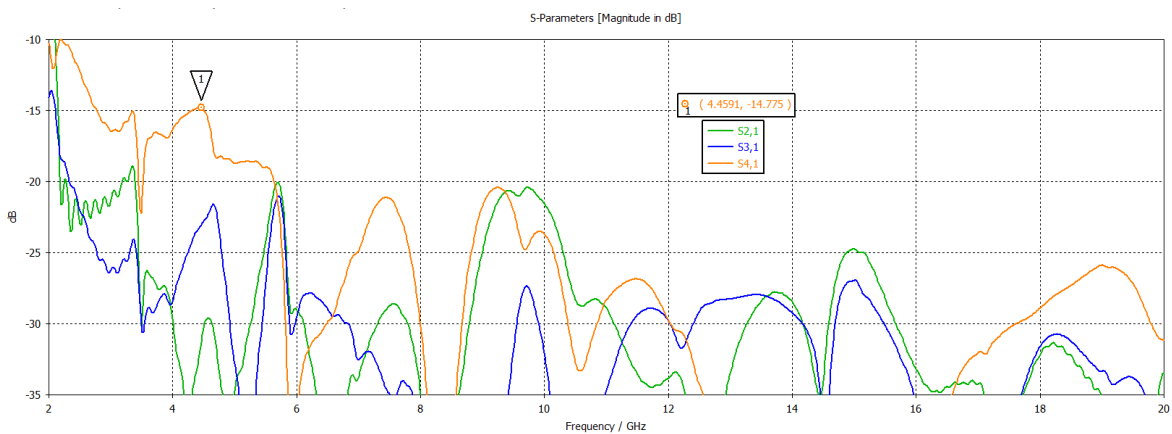
En la **Figura 5-48** se muestra la estructura resultante de duplicar el elemento unitario para obtener la estructura MIMO inicial 2x1 y en la **Figura 5-49** y **Figura 5-50** se muestran los coeficientes de reflexión y transmisión (aislamiento) respectivamente. En la **Tabla 5-18** se muestran los valores iniciales de la anchura y altura del dieléctrico, y la longitud y grosor de las barreras, y será actualizada a medida que se realicen cambios estructurales en el diseño. El valor de los parámetros que definen las antenas y los filtros son los mismos que los comentados en el **apartado 5.3.1**.



**Figura 5-48: Estructura de referencia de la antena MIMO 2x2.**



**Figura 5-49: Coeficiente de reflexión de la antenna MIMO 2x2 de referencia.**



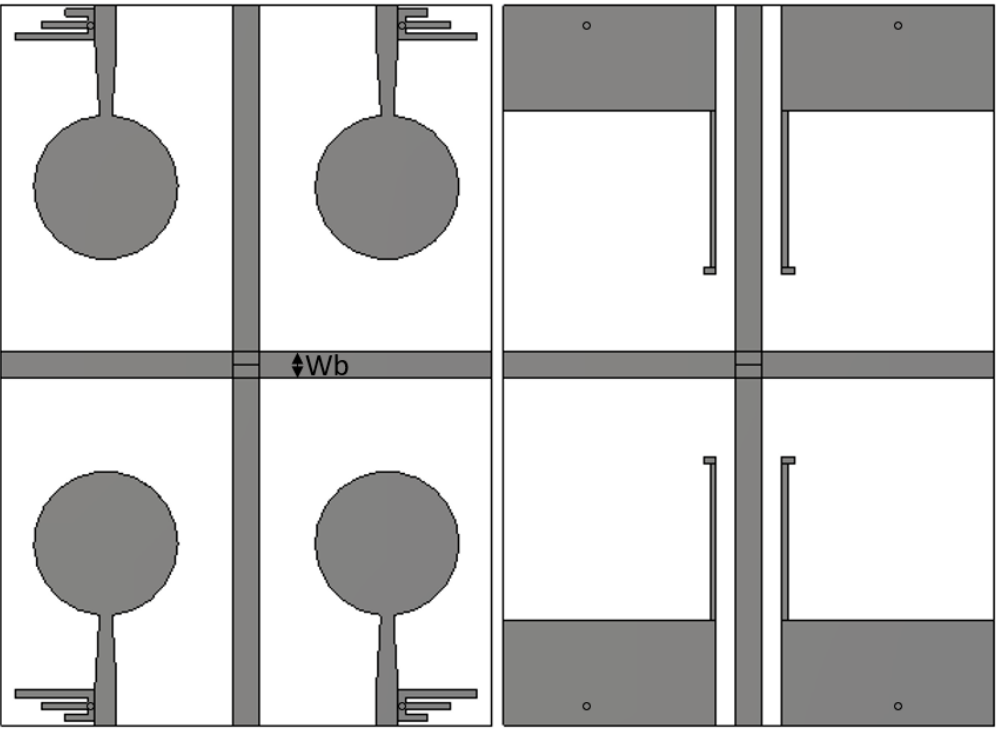
**Figura 5-50. Coeficientes de transmisión de la antenna MIMO 2x2 de referencia.**

Parámetro	Valor (mm)
Y	87.6
X	75
Wb	4
Wg	10
l_l	40
w_l	1
l_h	2

**Tabla 5-18: Parámetros de la antenna MIMO 2x2 de referencia.**

Como se puede observar en las figuras anteriores, el coeficiente de reflexión sigue manteniendo una respuesta semejante a la configuración 2x1 salvo ligeras variaciones. Entre estas variaciones destacan la reducción de la zona a baja frecuencia que sobrepasa los -10dB y la reducción del límite superior de la banda de 5.5 GHz. Estas variaciones pueden deberse a la proximidad vertical de unas antenas con otras, que se puede ver reflejado en los coeficientes de transmisión. Como era de esperar, el más afectado es el S41 ya que verticalmente hay poca separación entre las antenas. El resto de parámetros de transmisión, que nos sirven para estimar el aislamiento entre los elementos, cumplen el requisito de mantenerse por debajo de los -20 dB.

Con el objetivo de reducir el nivel del parámetro S41 y de intentar mejorar la respuesta en reflexión, se aumenta longitud vertical del dieléctrico para que las antenas se encuentren más alejadas unas de otras, como se muestra en la siguiente figura:

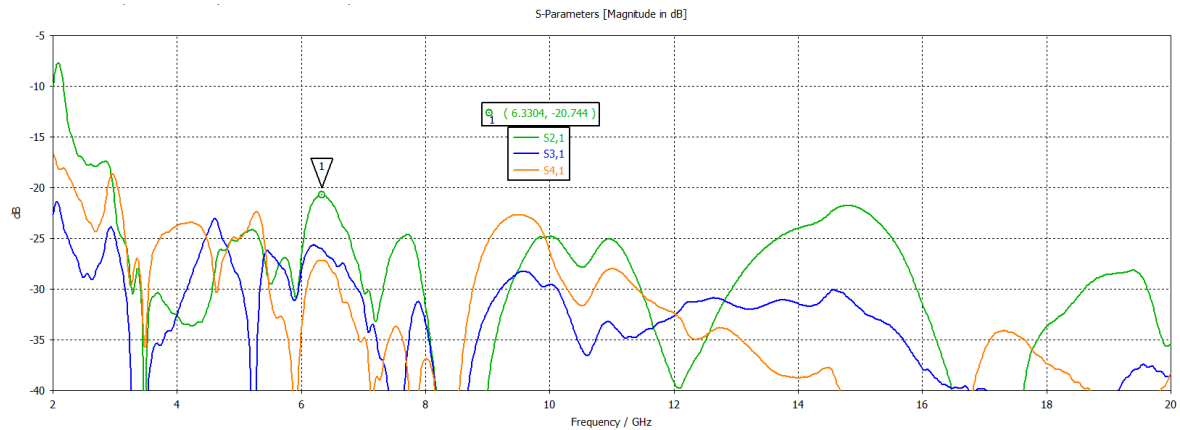


**Figura 5-51: Estructura de la antena MIMO 2x2 aumentando la longitud Y.**

Parámetro	Valor (mm)
Y	110
X	75
Wb	4
Wg	10
l_l	40
w_l	1
l_h	2

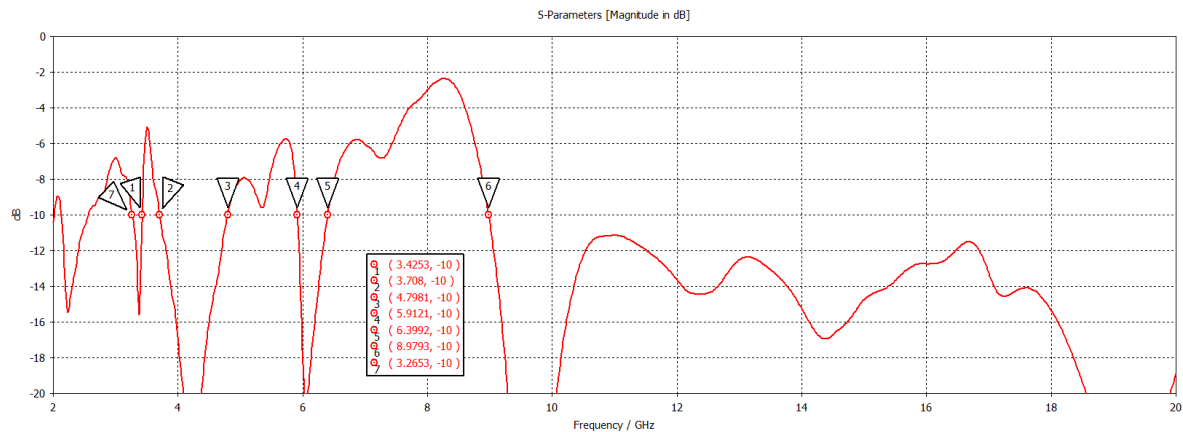
**Tabla 5-19: Parámetros de la antena MIMO 2x2 de referencia aumentando la longitud Y.**

En este caso, todos los coeficientes de transmisión cumplen con los requisitos de aislamiento:



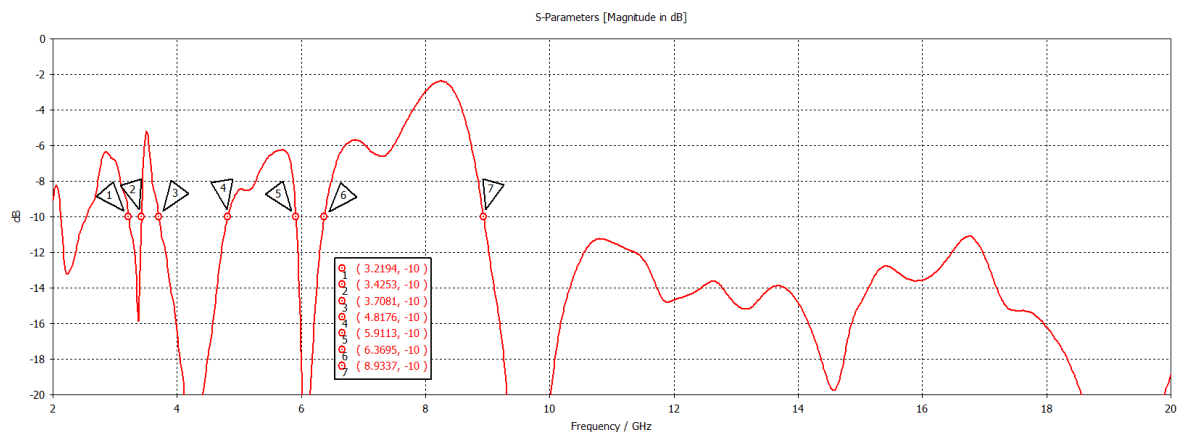
**Figura 5-52: Coeficientes de transmisión de la antena MIMO 2x2 de referencia aumentando la longitud Y.**

En cuanto al coeficiente de reflexión, como era de esperar se mejora la respuesta del mismo y la banda de 5.5 GHz cobra una forma que se acerca más a la esperada.



**Figura 5-53: Coeficiente de reflexión de la antena MIMO 2x2 de referencia aumentando la longitud Y.**

No obstante, aparece una división central en dicha banda que no es deseada. Para eliminar este efecto se podría aumentar el valor de la longitud Y a un valor de 120mm (**Figura 5-54**), pero supondría un mayor coste estructural.



**Figura 5-54: Coeficiente de reflexión de la antena MIMO 2x2 de referencia con Y=120mm.**

Finalmente, en la **Tabla 5-20** se muestran los objetivos propuestos en los límites de las bandas de rechazo y el resultado de simulación finalmente obtenido.

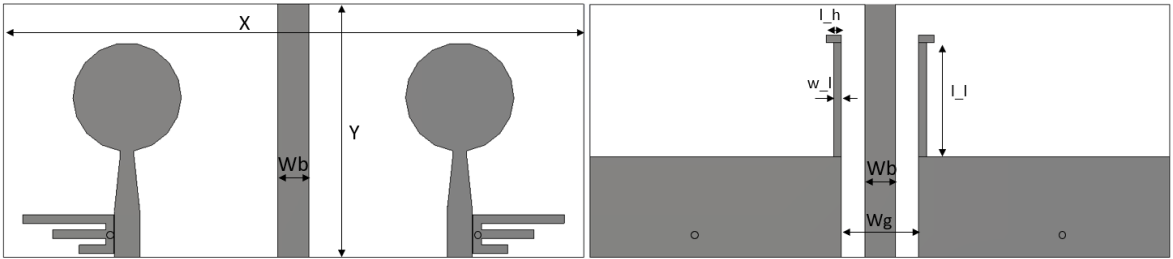
Banda	Objetivo		Resultado simulación	
	Límite inferior	Límite Superior	Límite inferior	Límite Superior
<b>5G</b>	3.4 GHz	3.8 GHz	3.42 GHz	3.7 GHz
<b>WLAN</b>	5 GHz	6 GHz	4.79 GHz	5.91 GHz
<b>Banda X</b>	7 GHz	8.5 GHz	6.36 GHz	8.93 GHz

**Tabla 5-20: Comparación objetivos propuestos y resultados simulados de la antena MIMO 2x2 de referencia.**

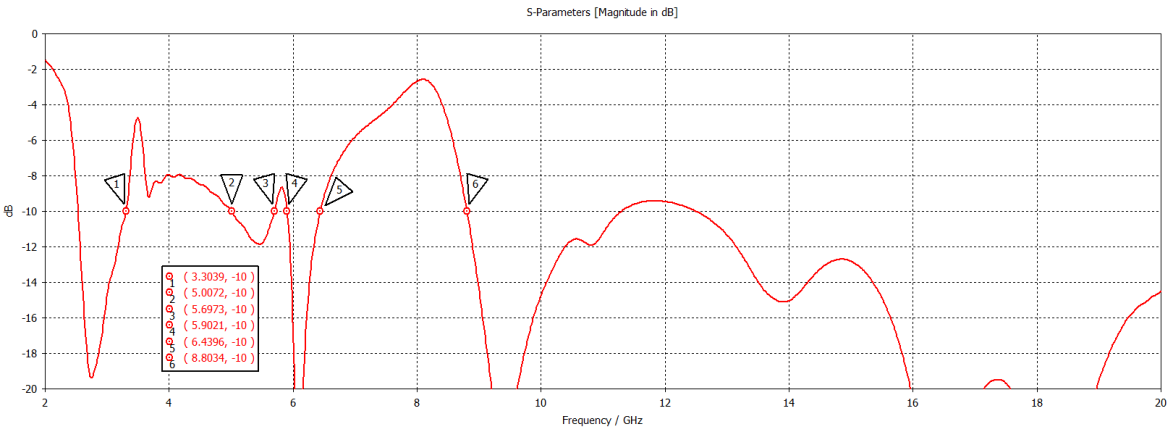
### 5.4.2 Diseño antenas MIMO: Diseño optimizado

#### 5.4.2.1 Antenas MIMO de 2 elementos: Diseño optimizado

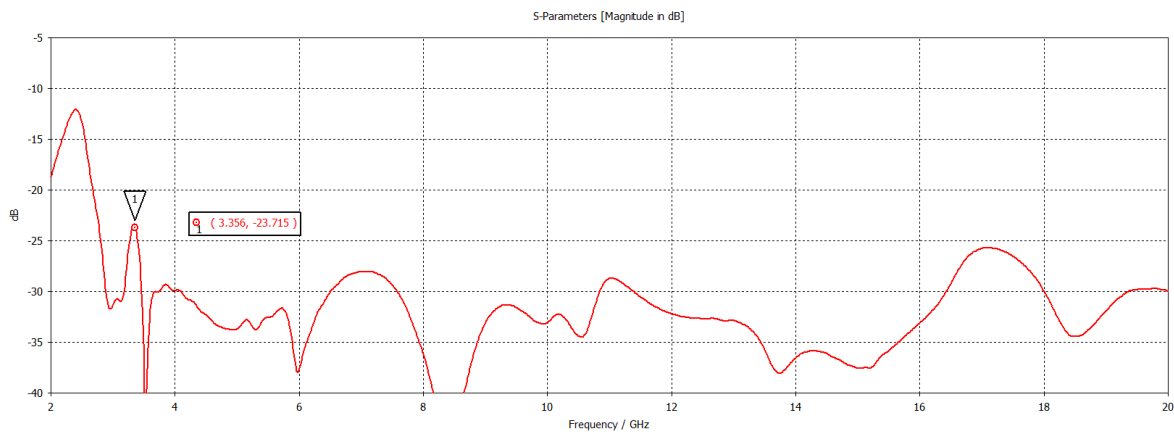
En este apartado se propone el diseño de las antenas MIMO de dos elementos optimizadas respecto a las presentadas en el apartado anterior, reducidas en tamaño y con mejor aislamiento. Para ello se hace uso de una estructura semejante a la presentada en el apartado anterior para mejorar el aislamiento entre las antenas, y se hace uso de la antena y filtro diseñadas en el **apartado 5.3.2**. Con ello, la estructura del diseño sería la mostrada en la **Figura 5-55**, y el coeficiente de reflexión y transmisión los mostrados en la **Figura 5-56** y **Figura 5-57**, respectivamente.



**Figura 5-55: Estructura de referencia de la antena MIMO 2x1 optimizada.**



**Figura 5-56: Coeficiente de reflexión de la antena MIMO 2x1 optimizada.**



**Figura 5-57: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x1 optimizada.**

Los valores de los parámetros involucrados en el diseño son los mostrados en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor (mm)
<b>Y</b>	32.7
<b>X</b>	75
<b>Wb</b>	4
<b>Wg</b>	10
<b>l_l</b>	27.7
<b>w_l</b>	1
<b>l_h</b>	2

**Tabla 5-21: Parámetros de la antena MIMO 2x1 optimizada.**

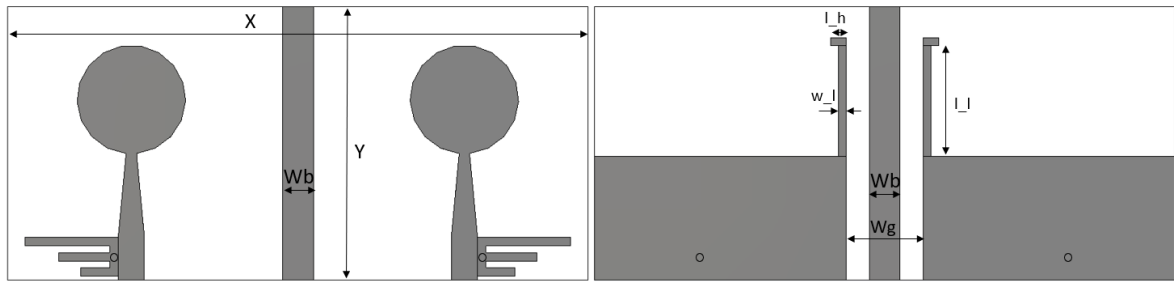
Como se puede observar en las figuras anteriores, se cumple de forma holgada con los objetivos de aislamiento propuestos, situándose todo el coeficiente de transmisión por debajo de -25 dB en toda la banda de trabajo salvo el punto resaltado en 3.3 GHz. No obstante, la respuesta del coeficiente de reflexión se aleja notablemente de la respuesta deseada, sin poderse corregir cambiando los parámetros del filtro.

En este punto, se procedió a intentar encontrar la causa de la variación no deseada del coeficiente de reflexión. Se siguieron los mismos pasos que los realizados en el **apartado 5.4.1.1**, comenzando con una estructura replicada de antena y filtro y realizando el mismo proceso de variaciones en la estructura que tenían como objetivo la mejora del aislamiento. Finalmente, la causa de la distorsión del coeficiente de reflexión es la adición de las barreras en ambos planos y las barreras en forma de “L”. Sin embargo, estas no se pueden eliminar de la estructura debido a que entonces no se cumpliría con los objetivos propuestos de aislamiento entre elementos en la banda de trabajo.

Por ello, se procedió a variar la adaptación de la antena variando la estructura de la línea de alimentación variando la longitud del *táper* y de la distancia entre el parche y el plano de masa (*gap*). Entonces, se empleó la estructura de la antena comentada en el **apartado 5.2.2** que, con el mismo radio de parche, disponía de una longitud de *táper* mayor.

Además, se realizaron las modificaciones necesarias en la estructura del filtro para poder cumplir los requisitos de bandas eliminadas establecidos.

Finalmente, la estructura final y optimizada de la antena MIMO 2x1 que se propone en este TFM es la mostrada en la **Figura 5-58**. Los valores de los parámetros involucrados en el diseño son los mostrados en la **Tabla 5-22**.

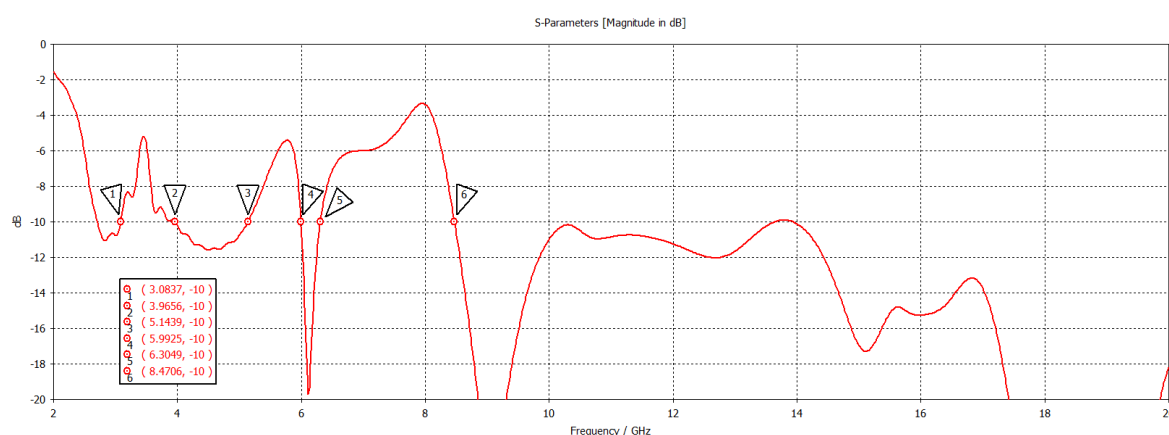


**Figura 5-58: Estructura de la versión final de la antena MIMO 2x1.**

Parámetro	Valor (mm)
Y	35.3
X	75
Lground	16
Ltaper	10
R	7
Lf	6
Wf	3.28
Wt	1.4
Gap	0.3
l	5
lu	12
lm	7.7
ld	4.8
ws	1.1
wm	1.1
wc	1.1
wi	1.1
r	0.5
d	0.05
Wb	4
Wg	10
l_l	30.3
w_l	1
l_h	2

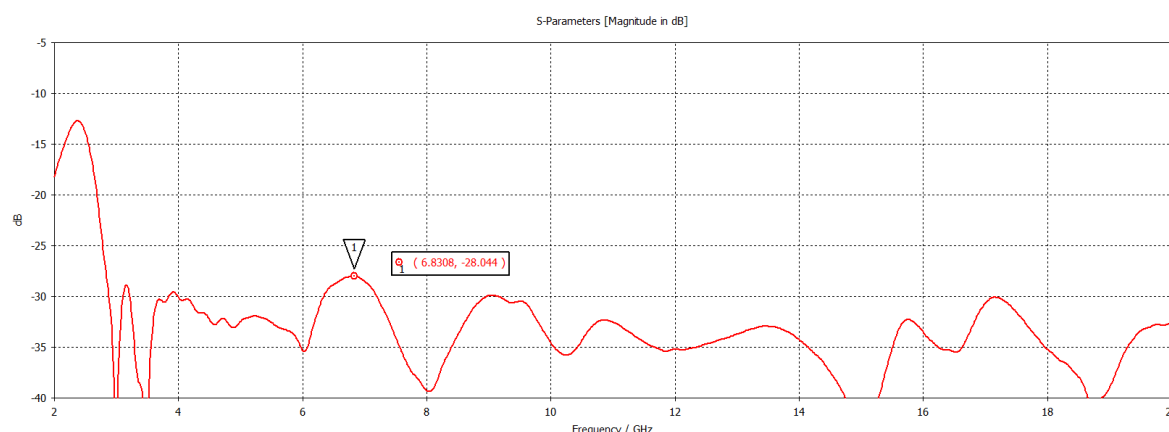
**Tabla 5-22: Parámetros de la versión final de la antena MIMO 2x1.**

El resultado del coeficiente de reflexión en simulación es el siguiente:



**Figura 5-59: Coeficiente de reflexión de la versión final de la antenna MIMO 2x1.**

El resultado del coeficiente de transmisión en simulación es el siguiente:



**Figura 5-60: Coeficiente de transmisión de la versión final de la antenna MIMO 2x1.**

En cuanto al resultado del coeficiente de reflexión, se puede observar que cumple razonablemente bien con los criterios de banda y bandas eliminadas establecidos. Los niveles de rechazo son más bajos de lo deseado y alguno de los límites de las bandas eliminadas se distancian del resultado deseado, como se muestra en la **Tabla 5-23**. Sin embargo, se puede observar claramente que se eliminan las bandas deseadas, comentadas en el **apartado 5.1.2** de este documento.

En cuanto el resultado del coeficiente de transmisión, que muestra el nivel de aislamiento entre las antenas, supera con creces los objetivos propuestos en este TFM. El valor más alto del coeficiente de transmisión en la banda de trabajo es de -28.044 dB a 6.83 GHz, es decir, el coeficiente de transmisión se encuentra por debajo de los -28 dB en toda la banda de trabajo, mejorando en 8 dB el objetivo de aislamiento propuesto.

Finalmente, en la **Tabla 5-23** se muestran los objetivos propuestos en los límites de las bandas de rechazo y el resultado de simulación finalmente obtenido.



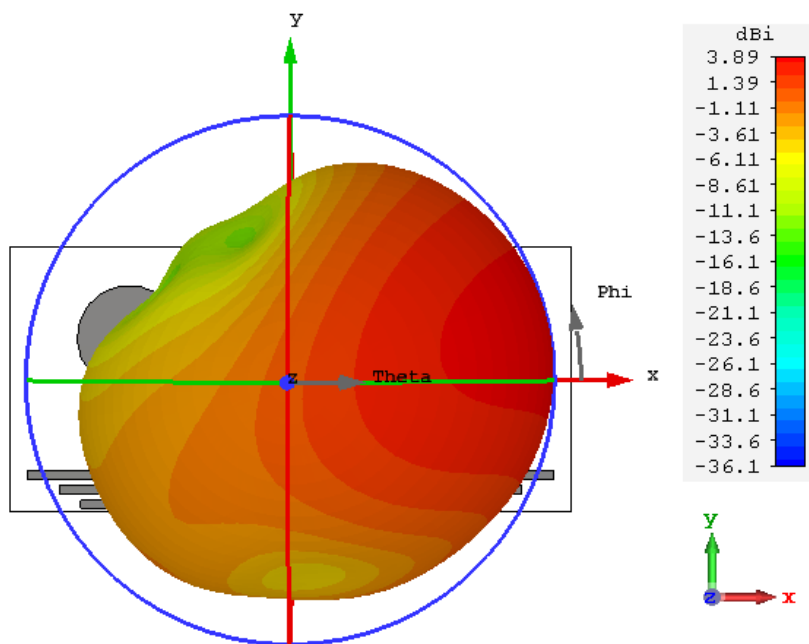
Banda	Objetivo		Resultado simulación	
	Límite inferior	Límite Superior	Límite inferior	Límite Superior
5G	3.4 GHz	3.8 GHz	3.08 GHz	3.96 GHz
WLAN	5 GHz	6 GHz	5.14 GHz	5.99 GHz
Banda X	7 GHz	8.5 GHz	6.30 GHz	8.47 GHz

**Tabla 5-23: Comparación objetivos propuestos y resultados simulados de la versión final de la antena MIMO 2x1.**

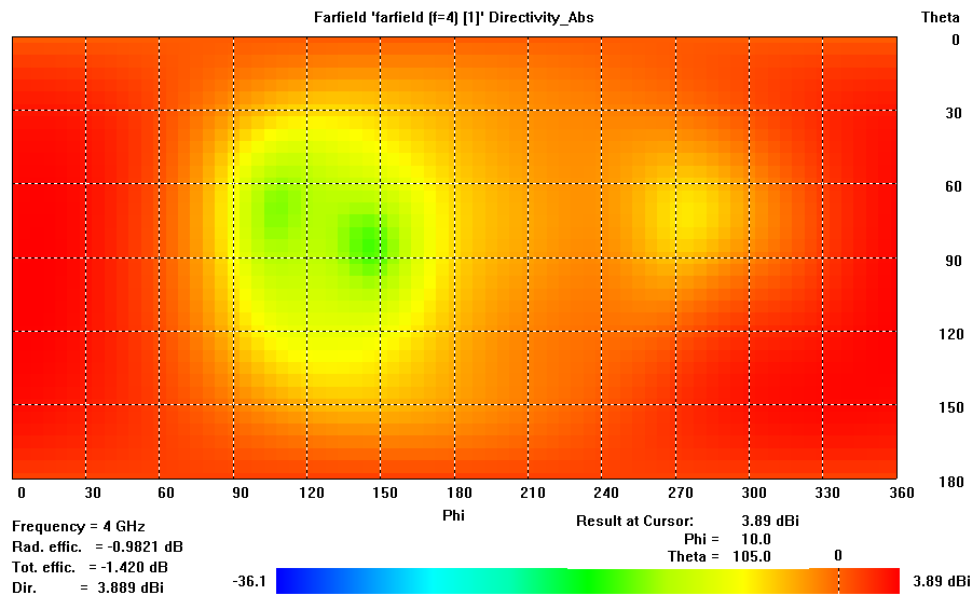
Por último, una vez obtenida las antenas MIMO 2x1 deseadas se muestran cómo radian las antenas. En cuanto al diagrama de radiación, se ha simulado el puerto situado en la antena que se encuentra a la derecha en la Figura X en cinco puntos distintos de la banda de trabajo donde el coeficiente de reflexión se encuentre por debajo de -10 dB. Las frecuencias elegidas son 4 GHz, 6.25 GHz, 10 GHz, 15 GHz y 20 GHz.

Antes de observar los resultados arrojados, hay que tener en cuenta que en la antena UWB unitaria, sin filtros integrados en el diseño y sin la configuración MIMO, el diagrama de radiación simulado presentaría un patrón omnidireccional típico de un monopolo diseñado con tecnología impresa. En el plano de elevación se presentarían dos máximos en  $0^\circ$  y  $180^\circ$ , y dos mínimos en  $90^\circ$  y  $-90^\circ$ . En cuanto al plano horizontal (*azimuth*), la antena radiaría en todas las direcciones.

A la frecuencia de 4 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-61**. En la **Figura 5-62** se muestra el diagrama de radiación en 2D, donde se puede observar de forma más simple en qué valor de elevación (*theta*) y *azimuth* (*phi*) se produce el máximo de radiación.



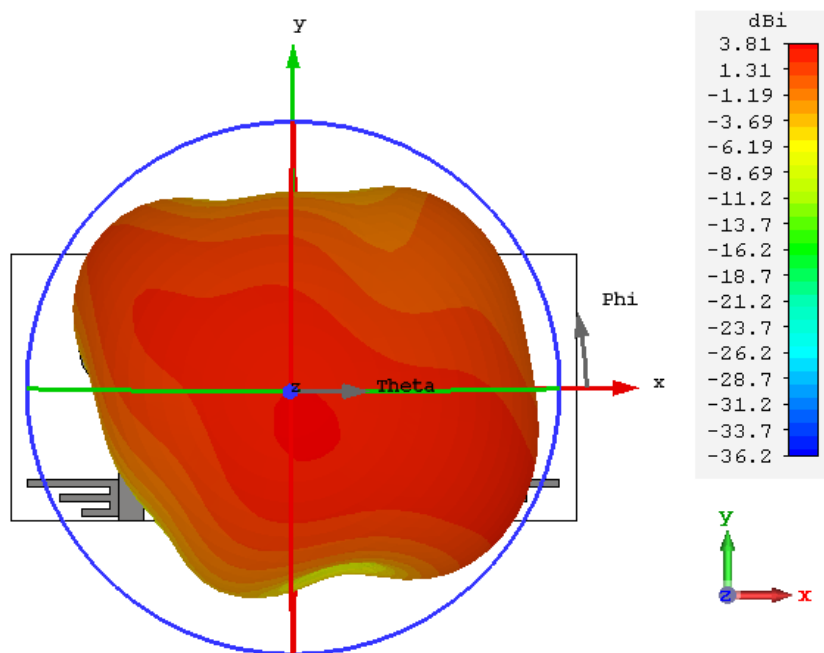
**Figura 5-61: Diagrama de radiación 3D a 4 GHz en las antenas MIMO 2x1.**



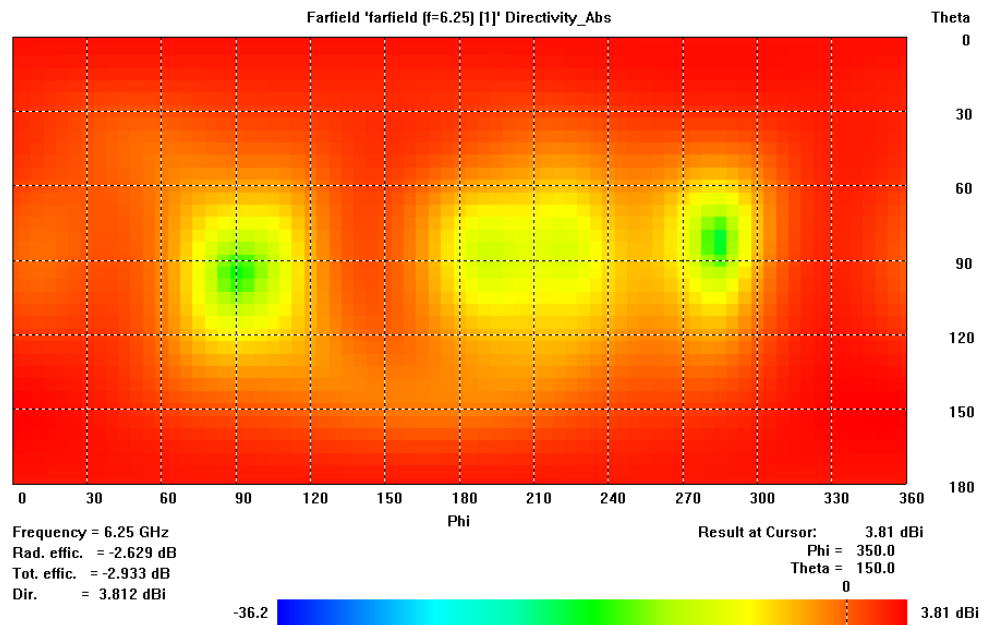
**Figura 5-62: Diagrama de radiación 2D a 4 GHz en las antenas MIMO 2x1.**

Se puede observar como el patrón de radiación de las antenas a 4GHz es prácticamente direccional, debido al funcionamiento conjunto de las antenas y a la estructura diseñada.

A la frecuencia de 6.25 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-63**. En la **Figura 5-64** se muestra el diagrama de radiación en 2D.



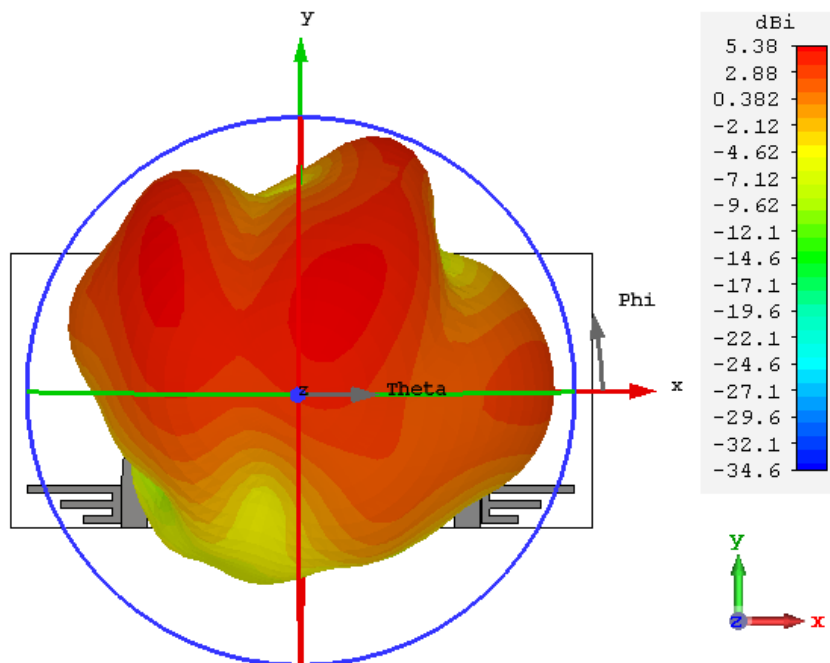
**Figura 5-63: Diagrama de radiación 3D a 6.25 GHz en las antenas MIMO 2x1.**



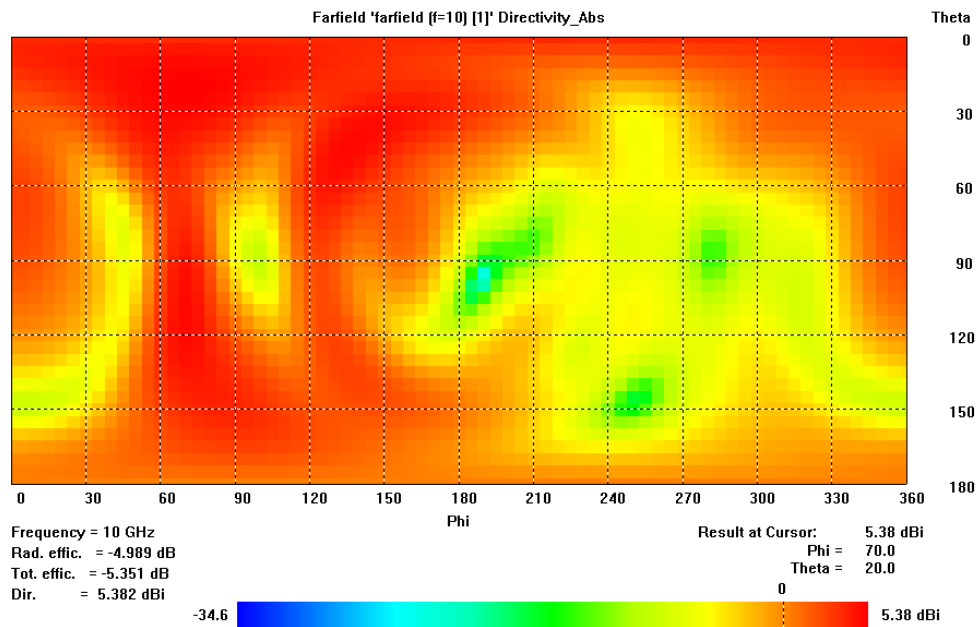
**Figura 5-64: Diagrama de radiación 2D a 6.25 GHz en las antenas MIMO 2x1.**

Se puede observar como el patrón de radiación de las antenas a 6.25 GHz se encuentra cerca de ser omnidireccional.

A la frecuencia de 10 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-65**. En la **Figura 5-66** se muestra el diagrama de radiación en 2D.



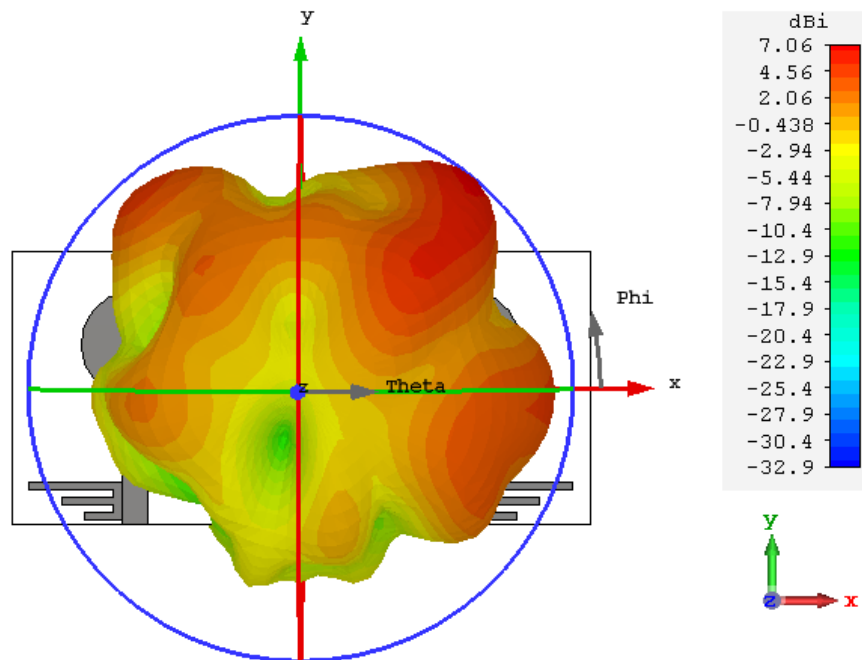
**Figura 5-65: Diagrama de radiación 3D a 10 GHz en las antenas MIMO 2x1.**



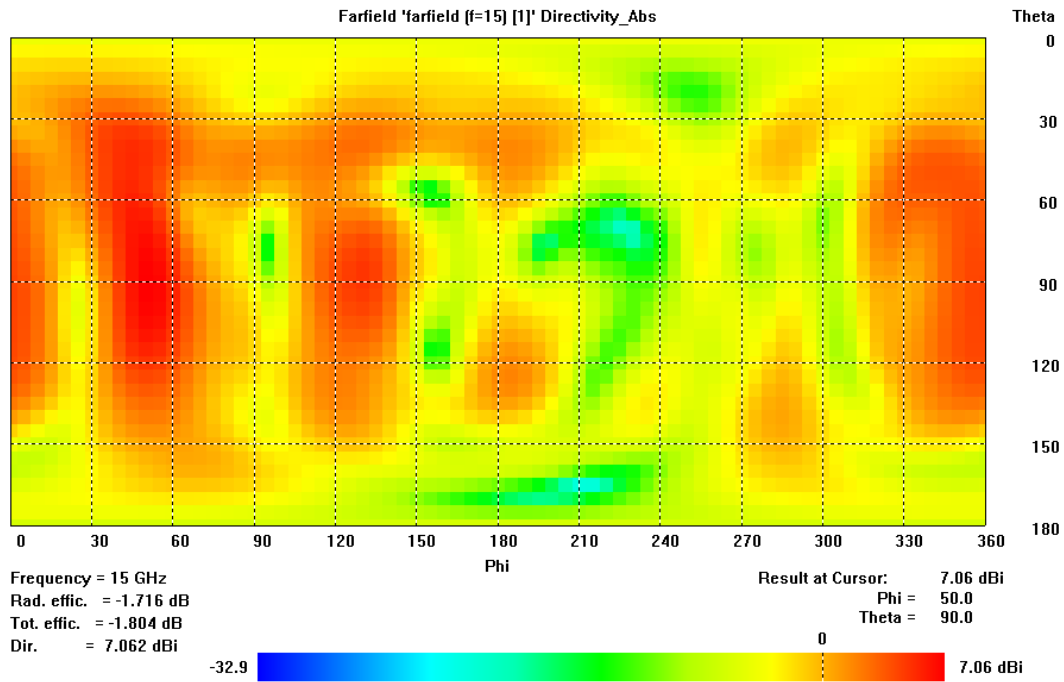
**Figura 5-66: Diagrama de radiación 2D a 10 GHz en las antenas MIMO 2x1.**

Se puede observar como el patrón de radiación de las antenas a 10 GHz comienza a deformarse, ya que este punto se encuentra cerca del límite de la banda de trabajo impuesta para UWB (10.6 GHz).

A la frecuencia de 15 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-67**. En la **Figura 5-68** se muestra el diagrama de radiación en 2D.

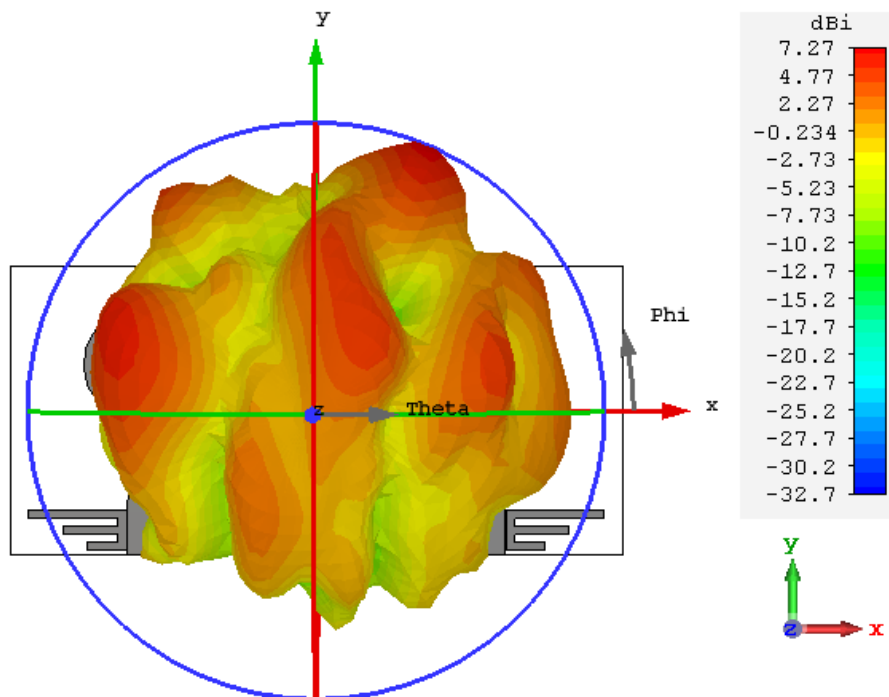


**Figura 5-67: Diagrama de radiación 3D a 15 GHz en las antenas MIMO 2x1.**

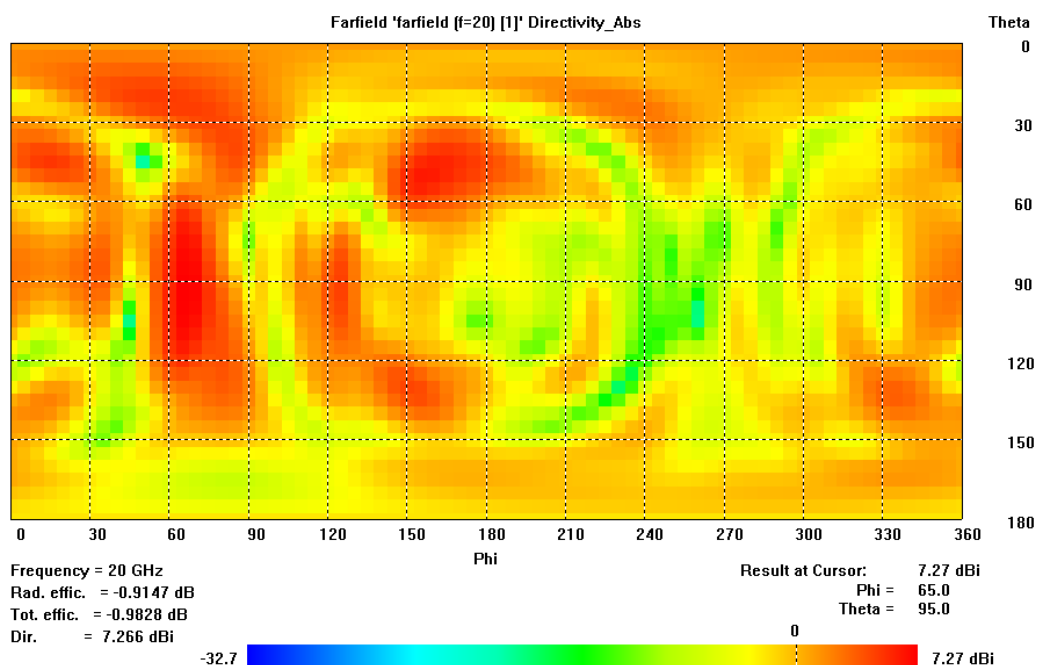


**Figura 5-68: Diagrama de radiación 2D a 15 GHz en las antenas MIMO 2x1.**

A la frecuencia de 20 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-69**. En la **Figura 5-70** se muestra el diagrama de radiación en 2D.



**Figura 5-69: Diagrama de radiación 3D a 20 GHz en las antenas MIMO 2x1.**



**Figura 5-70: Diagrama de radiación 2D a 20 GHz en las antenas MIMO 2x1.**

Observando el patrón de radiación para 15 GHz y 20 GHz se puede ver que a medida que ha aumentado la frecuencia el patrón de radiación se ha ido distorsionando cada vez más, ya que se estas frecuencias se encuentran alejadas del marco de trabajo impuesto para la tecnología UWB.

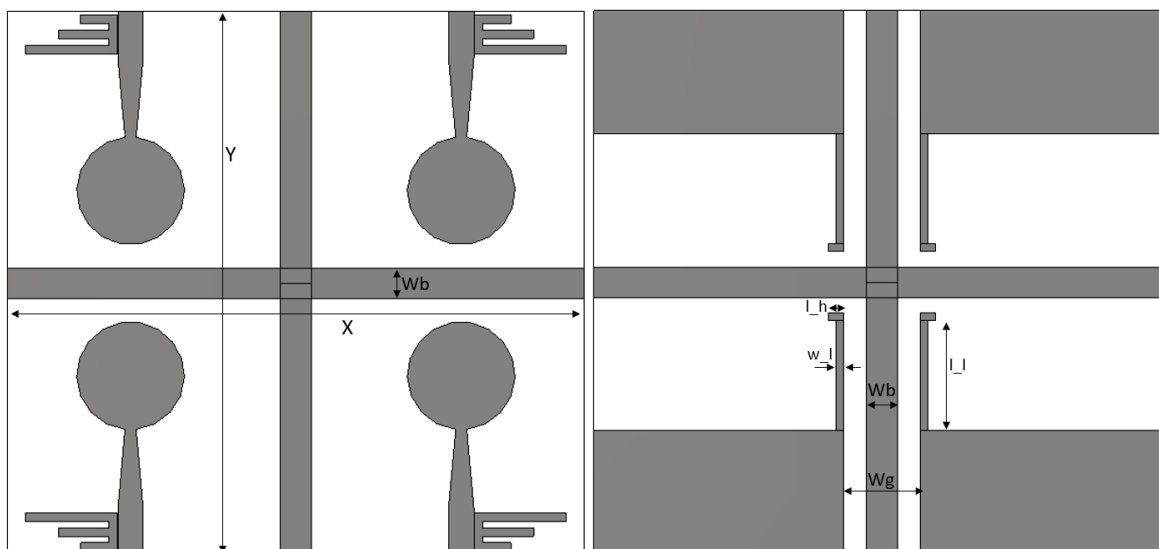
En cuando a la ganancia de las antenas, esta se mantiene relativamente estable en el rango de frecuencias de UWB (3.1 GHz a 10.6 GHz), salvo en los puntos donde se eliminan las tres bandas de frecuencia. En cuanto a la directividad, esta ha aumentado conforme aumentaba la frecuencia. Los valores de máxima ganancia y directividad a cada frecuencia se muestran en la **Tabla 5-24**, así como el valor de *phi* y *theta* en el que se producen.

Frecuencia	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	Phi (°)	Theta (°)
4 GHz	3.89	2.907	10	105
6.25 GHz	3.812	1.182	350	150
10 GHz	5.382	0.3928	70	20
15 GHz	7.062	5.346	50	90
20 GHz	7.266	6.352	65	95

**Tabla 5-24: Valores de directividad y ganancia en las antenas MIMO 2x1.**

### 5.4.2.2 Antenas MIMO de 4 elementos: Diseño optimizado

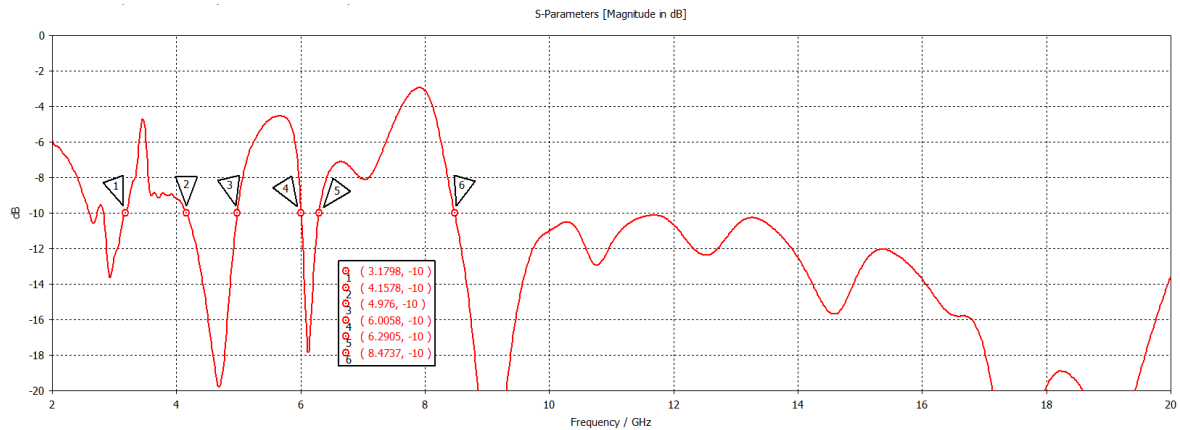
En este apartado se propone el diseño de las antenas MIMO de cuatro elementos optimizadas respecto a las presentadas en el **apartado 5.4.1.2**, reducidas en tamaño y con mejor aislamiento. Para ello se hace uso de una estructura semejante a la presentada en dicho apartado para mejorar el aislamiento entre las antenas, y se hace uso de la antena y filtro diseñadas en el apartado anterior en las antenas MIMO 2x1. Con ello, la estructura inicial del diseño, replicando las antenas 2x1 diseñadas anteriormente, sería la mostrada en la **Figura 5-71**, y el coeficiente de reflexión y transmisión los mostrados en la **Figura 5-72** y **Figura 5-73**, respectivamente. Los valores de los parámetros de la estructura se muestran en la **Tabla 5-25**.



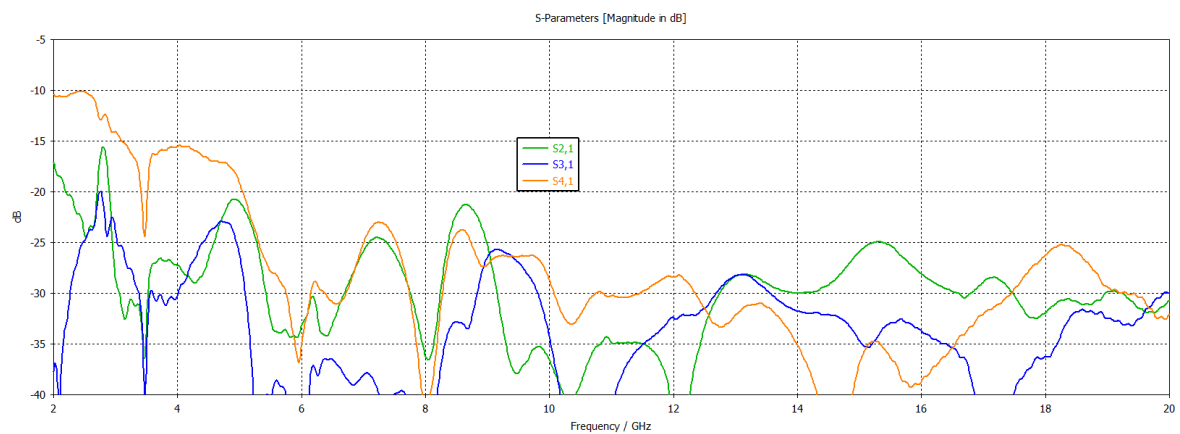
**Figura 5-71: Estructura de referencia de la antena MIMO 2x2 optimizada.**

Parámetro	Valor (mm)
Y	70.6
X	75
Wb	4
Wg	10
l_l	30.3
w_l	1
l_h	2

**Tabla 5-25: Parámetros de la estructura de referencia de la antena MIMO 2x2 optimizada.**



**Figura 5-72: Coeficiente de reflexión de la antena MIMO 2x2 optimizada.**



**Figura 5-73: Coeficiente de transmisión de la antena MIMO 2x2 optimizada.**

Observando los resultados arrojados, se puede observar que el coeficiente de reflexión cumple razonablemente bien con los criterios de banda de las bandas de WLAN y banda X. No obstante, se desplaza en gran medida el límite superior de la banda de 5G, probablemente por la interferencia que causa la antena situada por encima, al estar cerca una de otra, lo que se muestra también en el coeficiente de transmisión S41, que por esa zona de frecuencia llega casi a los -15 dB, encontrándose por debajo del objetivo propuesto de aislamiento. Los demás parámetros de transmisión si cumplen el objetivo de encontrarse por debajo de los -20dB.

Por ello, del mismo modo que sucedió en el desarrollo del **apartado 5.4.1.2**, es necesario aumentar la altura del dieléctrico para que exista una mayor separación entre las antenas superiores e inferiores, de modo que se mejore el aislamiento y cumpla con los requisitos propuestos.

Finalmente, la estructura final del diseño de las antenas MIMO UWB 2x2 que se proponen en este TFM con tres bandas eliminadas, es la mostrada en la **Figura 5-74**. Los valores de los parámetros involucrados en el diseño son los mostrados en la **Tabla 5-26**.



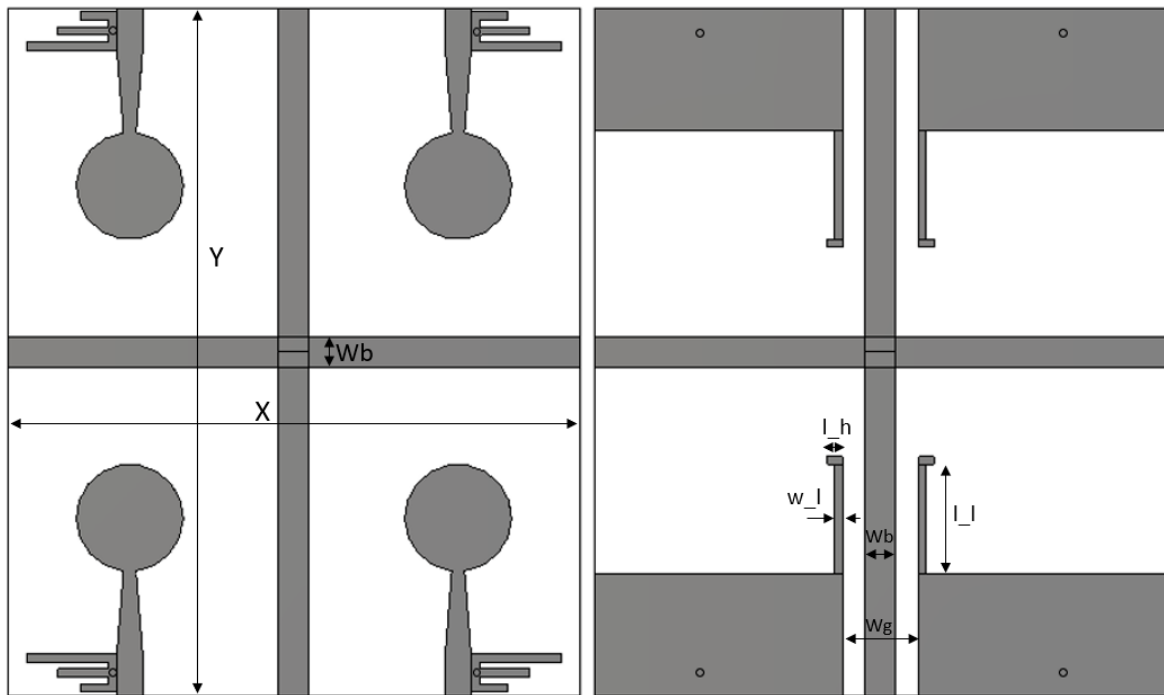
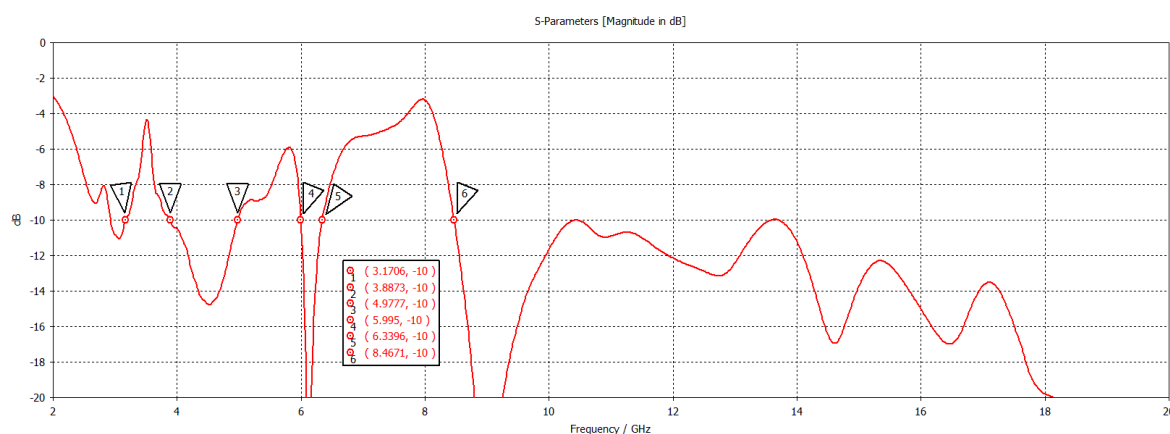


Figura 5-74: Estructura final de las antenas MIMO 2x2 UWB con filtros de rechazo de bandas.

Parámetro	Valor (mm)
Y	90
X	75
Lground	16
Ltaper	10
R	7
Lf	6
Wf	3.28
Wt	1.7
Gap	0.3
l	5
lu	11.8
lm	7.7
ld	4.8
ws	1.1
wm	1.1
wc	1.1
wi	1.1
r	0.5
d	0.05
Wb	4
Wg	10
l_l	30.3
w_l	1
l_h	2

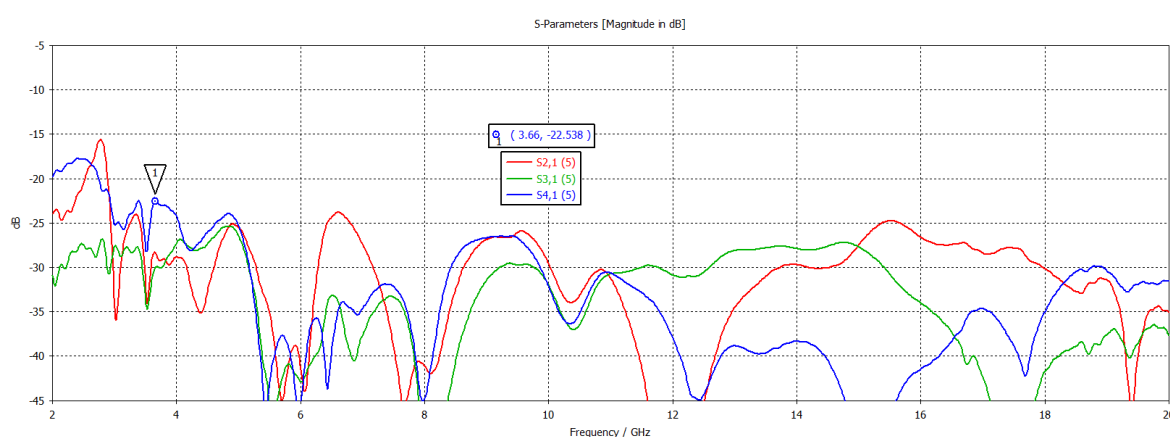
Tabla 5-26: Parámetros de las antenas MIMO 2x2 UWB con filtros de rechazo de bandas.

El resultado del coeficiente de reflexión en simulación es el siguiente:



**Figura 5-75: Coeficiente de reflexión de las antenas MIMO 2x2 UWB con filtros de rechazo de bandas.**

El resultado de los coeficientes de transmisión en simulación es el siguiente:



**Figura 5-76: Coeficientes de transmisión de las antenas MIMO 2x2 UWB con filtros de rechazo de bandas.**

En cuanto al resultado del coeficiente de reflexión, se puede observar que cumple razonablemente bien con los criterios de banda y bandas eliminadas establecidos. Ha sido necesario variar la anchura superior del *táper* de la antena para que la banda de trabajo se mantenga por debajo de -10 dB. Los niveles de rechazo de las bandas son más bajos de lo deseado y alguno de los límites de las bandas eliminadas se distancian del resultado deseado, como se muestra en la **Tabla 5-27**. Sin embargo, se puede observar claramente que se eliminan las bandas deseadas, comentadas en el **apartado 5.1.2** de este documento.

En cuanto el resultado de los coeficientes de transmisión, que muestran el nivel de aislamiento entre las antenas, supera considerablemente los objetivos propuestos en este TFM. El valor más alto del coeficiente de transmisión en la banda de trabajo es de -22.538 dB a 3.66 GHz en el parámetro S41, es decir, los coeficientes de transmisión se encuentran por debajo de los -22.538 dB en toda la banda de trabajo, mejorando en 2.53 dB el objetivo de aislamiento propuesto.

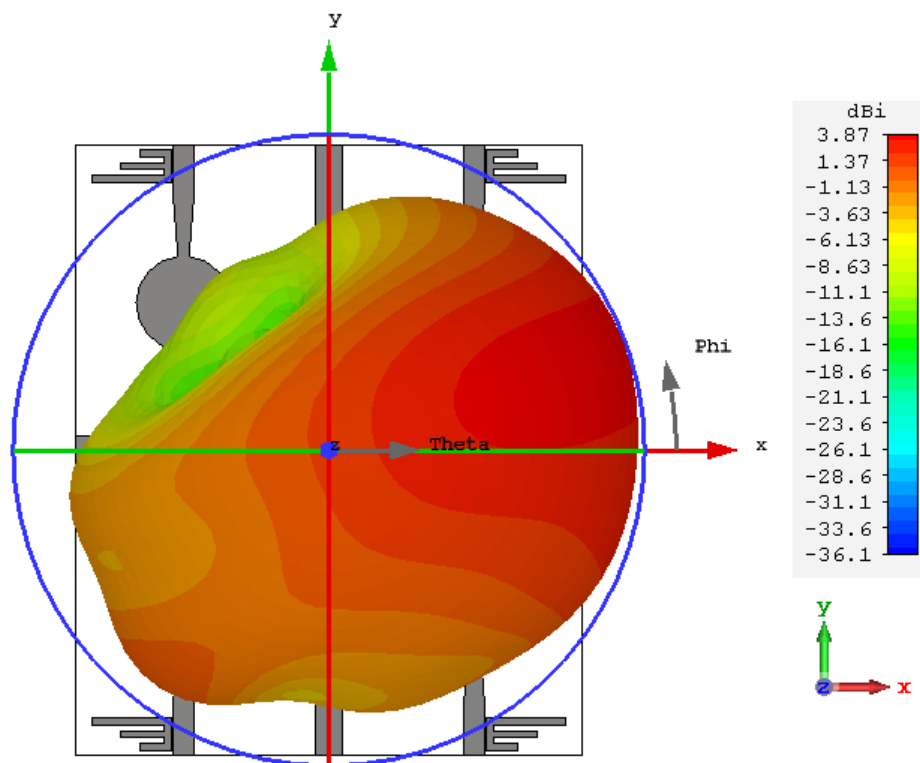
Finalmente, en la **Tabla 5-27** se muestran los objetivos propuestos en los límites de las bandas de rechazo y el resultado de simulación finalmente obtenido.

Banda	Objetivo		Resultado simulación	
	Límite inferior	Límite Superior	Límite inferior	Límite Superior
<b>5G</b>	3.4 GHz	3.8 GHz	3.17 GHz	3.88 GHz
<b>WLAN</b>	5 GHz	6 GHz	4.97 GHz	5.99 GHz
<b>Banda X</b>	7 GHz	8.5 GHz	6.34 GHz	8.46 GHz

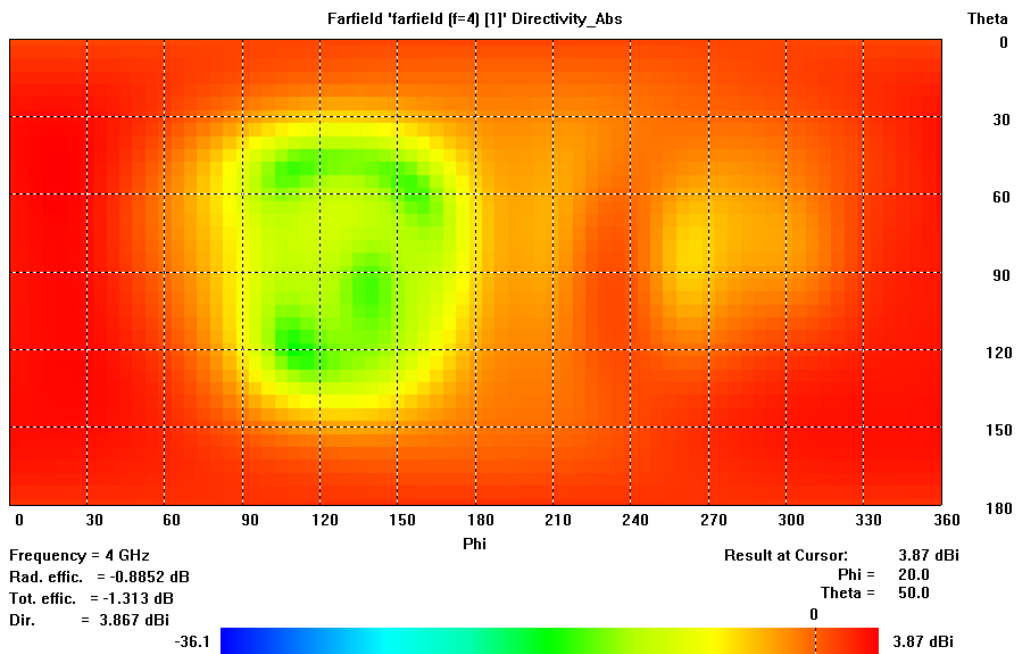
**Tabla 5-27: Comparación objetivos propuestos y resultados simulados de las antenas MIMO 2x2 UWB con filtros de rechazo de bandas.**

Por último, una vez obtenida las antenas MIMO 2x2 deseadas se muestran cómo radian las antenas. En cuanto al diagrama de radiación, se ha simulado el puerto situado en la esquina inferior derecha en la Figura X en cinco puntos distintos de la banda de trabajo donde el coeficiente de reflexión se encuentre por debajo de -10 dB. Las frecuencias elegidas son 4 GHz, 6.25 GHz, 10 GHz, 15 GHz y 20 GHz.

A la frecuencia de 4 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-77**. En la **Figura 5-78** se muestra el diagrama de radiación en 2D, donde se puede observar de forma más simple en qué valor de elevación (*theta*) y azimuth (*phi*) se produce el máximo de radiación.



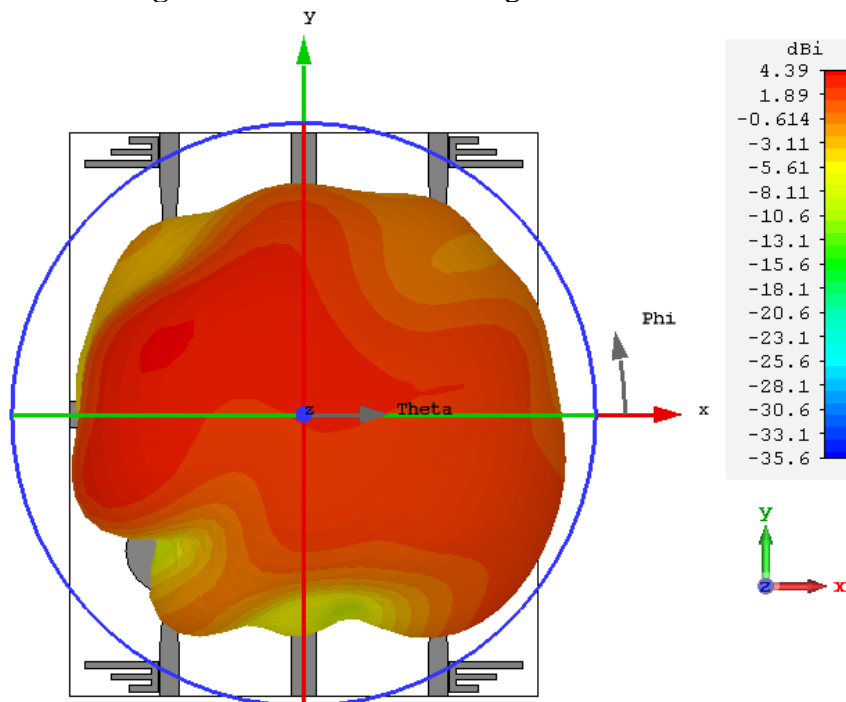
**Figura 5-77: Diagrama de radiación 3D a 4 GHz en las antenas MIMO 2x2.**



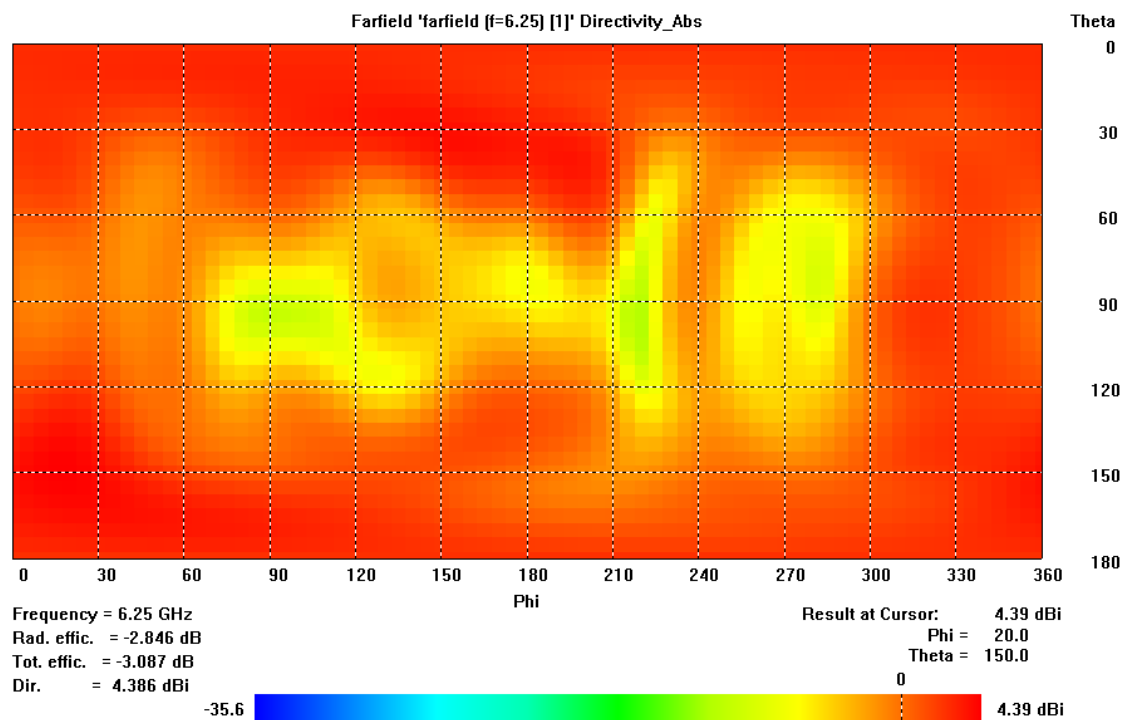
**Figura 5-78: Diagrama de radiación 2D a 4 GHz en las antenas MIMO 2x2.**

Se puede observar como el patrón de radiación de las antenas a 4GHz es prácticamente direccional, debido al funcionamiento conjunto de las antenas y a la estructura diseñada. Presenta un patrón de radiación similar al caso presentado con las antenas MIMO 2x1.

A la frecuencia de 6.25 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-79**. En la **Figura 5-80** se muestra el diagrama de radiación en 2D.



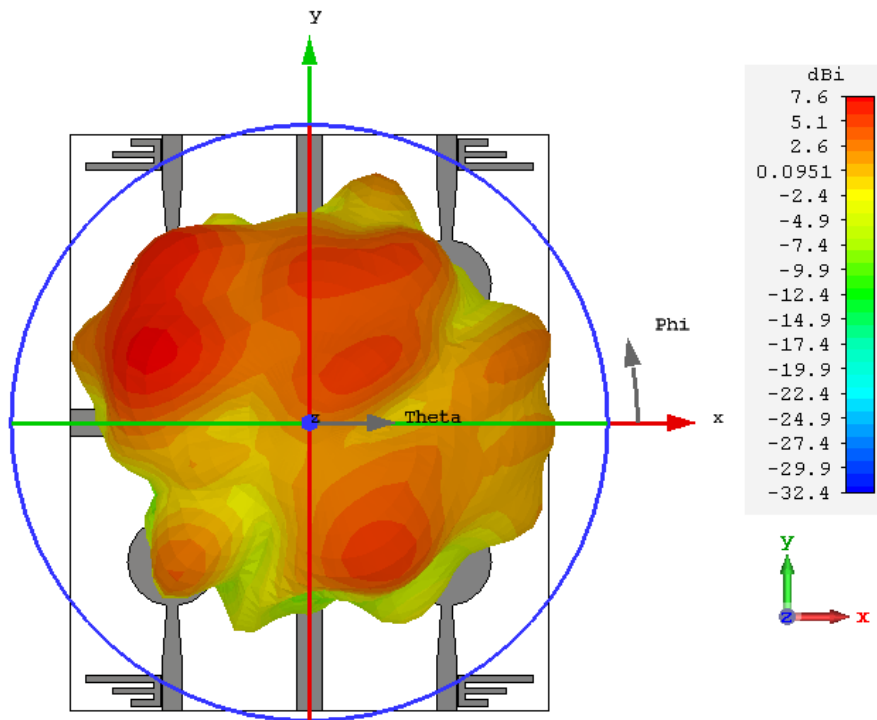
**Figura 5-79: Diagrama de radiación 3D a 6.25 GHz en las antenas MIMO 2x2.**



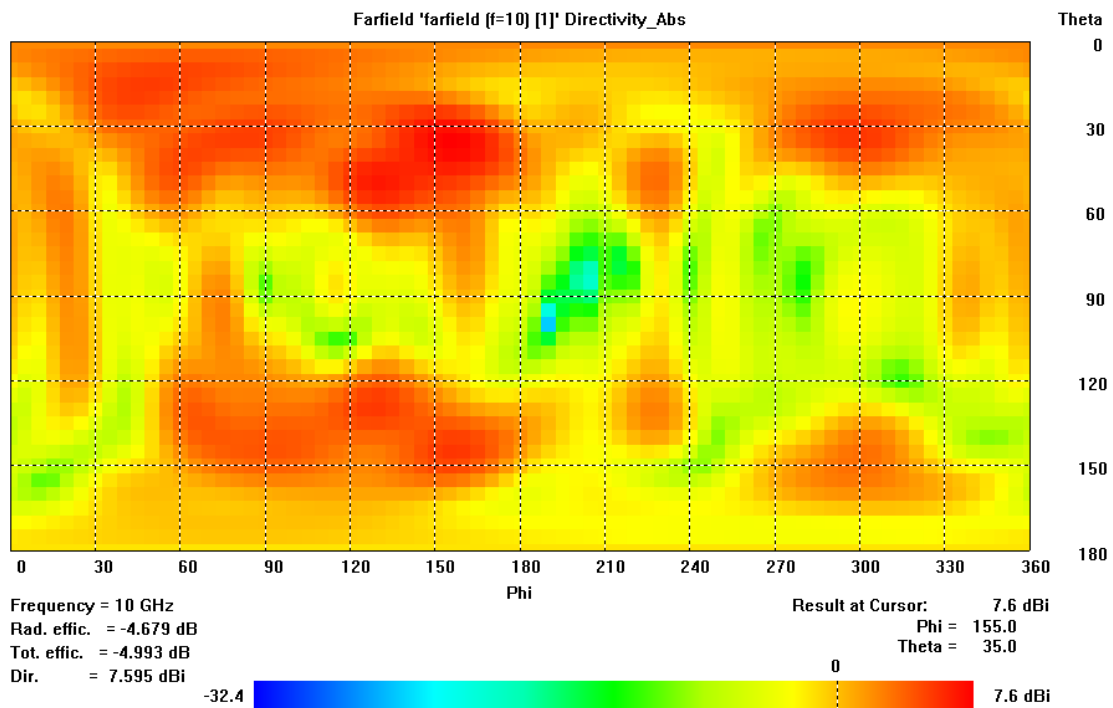
**Figura 5-80: Diagrama de radiación 2D a 6.25 GHz en las antenas MIMO 2x2.**

Se puede observar como el patrón de radiación de las antenas a 6.25 GHz se encuentra cerca de ser omnidireccional. No obstante, no se observa con tanta claridad como el mostrado en el caso de las antenas MIMO 2x1. Esto puede ser debido por el funcionamiento en conjunto con las nuevas antenas situadas en la parte superior de la estructura.

A la frecuencia de 10 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-81**. En la **Figura 5-82** se muestra el diagrama de radiación en 2D.



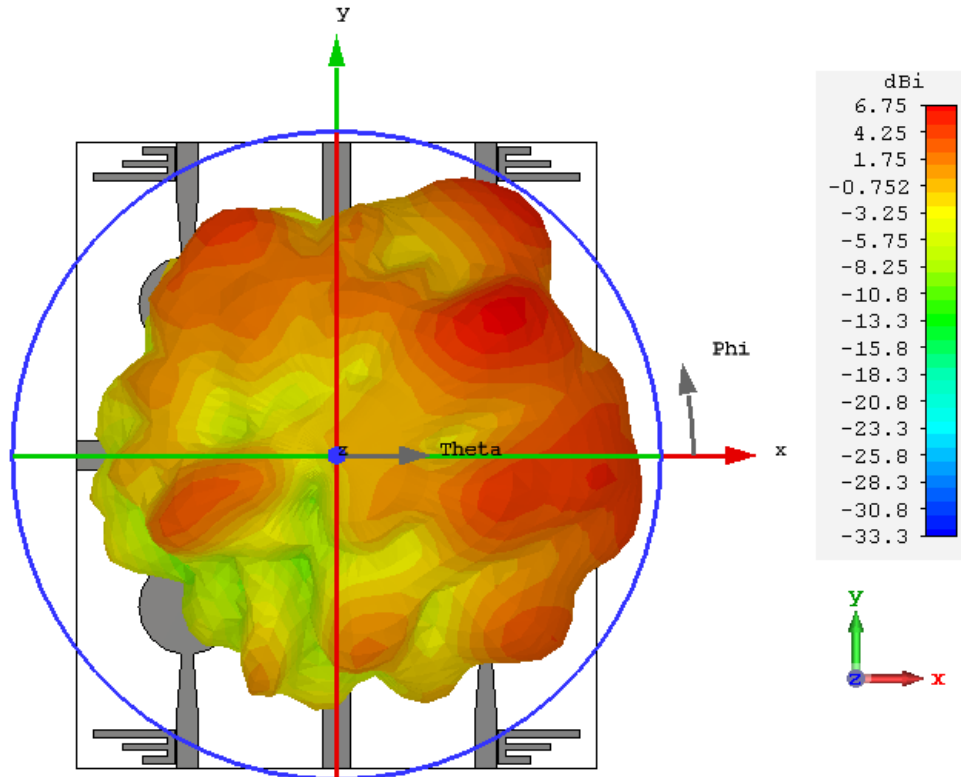
**Figura 5-81: Diagrama de radiación 3D a 10 GHz en las antenas MIMO 2x2.**



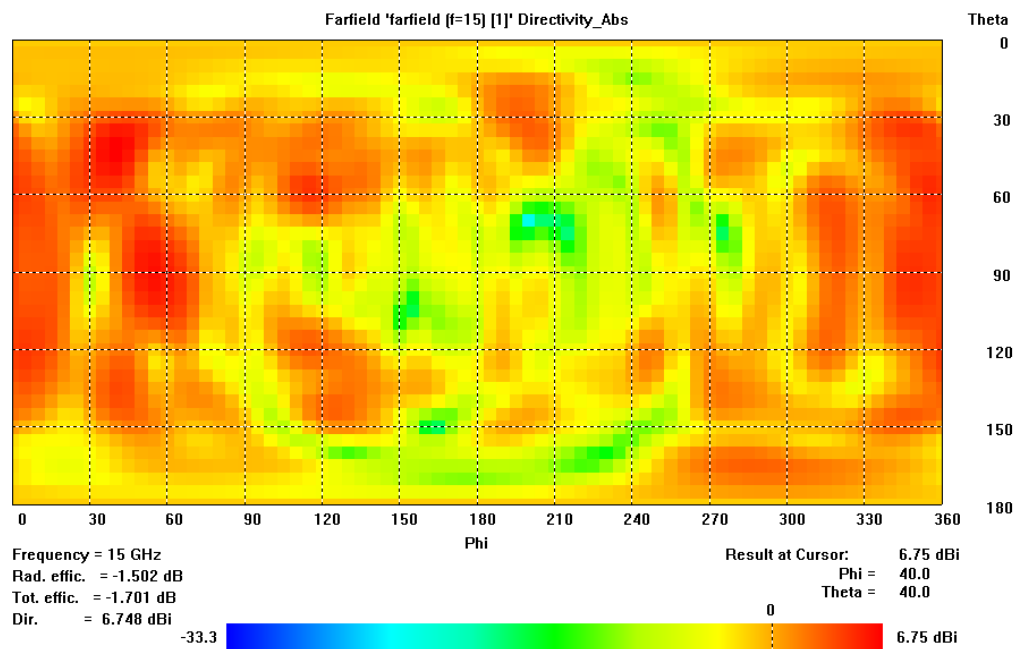
**Figura 5-82: Diagrama de radiación 2D a 10 GHz en las antenas MIMO 2x2.**

Se puede observar como el patrón de radiación de las antenas a 10 GHz comienza a deformarse considerablemente, ya que este punto se encuentra cerca del límite de la banda de trabajo impuesta para UWB (10.6 GHz). Se encuentra más deformado que el presentando en el caso de las antenas MIMO 2x1.

A la frecuencia de 15 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-83**. En la **Figura 5-84** se muestra el diagrama de radiación en 2D.

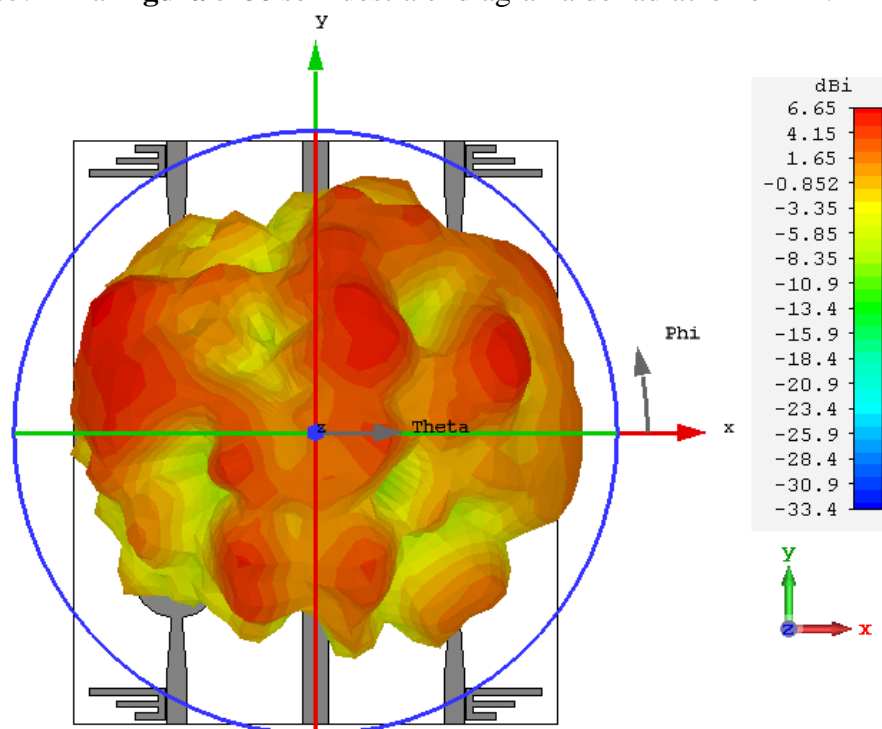


**Figura 5-83: Diagrama de radiación 3D a 15 GHz en las antenas MIMO 2x2.**



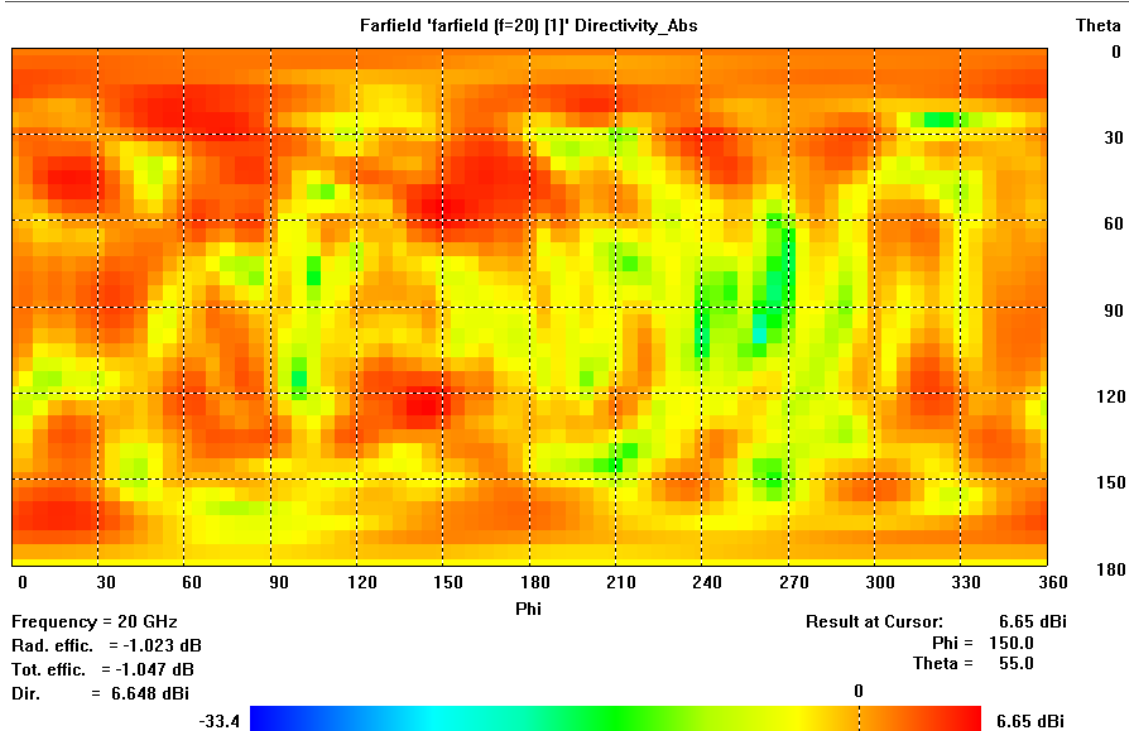
**Figura 5-84: Diagrama de radiación 2D a 15 GHz en las antenas MIMO 2x2.**

A la frecuencia de 20 GHz se obtiene el diagrama de radiación en 3D mostrado en la **Figura 5-85**. En la **Figura 5-86** se muestra el diagrama de radiación en 2D.



**Figura 5-85: Diagrama de radiación 3D a 20 GHz en las antenas MIMO 2x2.**





**Figura 5-86: Diagrama de radiación 2D a 20 GHz en las antenas MIMO 2x2.**

Observando el patrón de radiación para 15 GHz y 20 GHz se puede ver que a medida que ha aumentado la frecuencia el patrón de radiación se ha ido distorsionando cada vez más, ya que se estas frecuencias se encuentran alejadas del marco de trabajo impuesto para la tecnología UWB.

En cuando a la ganancia de las antenas, esta se mantiene relativamente estable en el rango de frecuencias de UWB (3.1 GHz a 10.6 GHz), salvo en los puntos donde se eliminan las tres bandas de frecuencia. En cuanto a la directividad, esta ha aumentado conforme aumentaba la frecuencia y se ha mantenido estable en las altas frecuencias de la banda. Los valores de máxima ganancia y directividad a cada frecuencia se muestran en la **Tabla 5-28**, así como el valor de *phi* y *theta* en el que se producen.

Frecuencia	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	Phi (°)	Theta (°)
4 GHz	3.87	2.98	20	50
6.25 GHz	4.39	1.54	20	150
10 GHz	7.6	2.92	155	35
15 GHz	6.75	5.25	40	40
20 GHz	6.65	5.62	150	55

**Tabla 5-28: Valores de directividad y ganancia en las antenas MIMO 2x2.**



## 6 Conclusiones y trabajo futuro

---

### 6.1 Conclusiones

Durante la realización de este TFM se han diseñado varias antenas unitarias destinadas a emplearse en sistemas UWB. Posteriormente estas antenas unitarias han sido empleadas para diseñar sistemas MIMO formados por dos y cuatro elementos unitarios UWB, con el objetivo de beneficiarse del efecto del multi-trayecto para aumentar la tasa de transmisión de datos y extender el rango de cobertura, además de otras ventajas ya comentadas.

Además, se ha dado una gran importancia al diseño de filtros de banda eliminada basados en estructuras EBG, diseñándose desde elementos unitarios que eliminen una banda en concreto, a elementos modificados que sean capaces de eliminar dos bandas al mismo tiempo y, como novedad en este TFM, estructuras capaces de eliminar 3 bandas al mismo tiempo. Estos últimos, han sido integrados en los elementos unitarios UWB para comprobar cuál de ellos se adaptaba mejor en conjunto y podría servir para el diseño de los sistemas MIMO.

En definitiva, y a partir de los objetivos iniciales propuestos, se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- El diseño de estructuras EBG unitarias que eliminen una banda en particular por cada estructura resulta ser un método sencillo para ajustar la frecuencia central de la banda eliminada. Ofrecen un buen nivel de rechazo con una distancia a la línea de alimentación que es suficiente como para caracterizarse por una fabricación sencilla. Con el objetivo de ajustar el ancho de banda de la banda eliminada se puede variar la distancia de la estructura a la línea de alimentación. Sin embargo, utilizar una estructura por cada banda a eliminar puede conllevar un coste estructural considerable, que se puede reducir situando los elementos a cada lado de la línea de alimentación.
- El diseño de estructuras EBG modificadas que eliminen dos bandas en particular por cada estructura conlleva un ahorro en coste estructural, ofreciendo un buen nivel de rechazo con una buena relación en el compromiso entre la dificultad de fabricación y el rechazo ofrecido en las bandas, pero aumentando ligeramente la complejidad del diseño. Alejar la estructura de la línea de alimentación supone un mayor coste en lo que a nivel de rechazo se refiere respecto a las estructuras unitarias simples. Su utilización en conjunto con una estructura EBG simple supone un ahorro en coste estructural si se quisieran eliminar tres bandas de frecuencia respecto al uso de tres estructuras simples.
- La propuesta de este TFM, de diseño de estructuras EBG modificadas capaces de eliminar tres bandas con una única estructura puede suponer un ahorro en el coste estructural respecto a utilizar una estructura que elimine dos bandas y otra estructura simple. No obstante, aumenta considerablemente la dificultad del diseño, aumentando la complejidad de la selección de frecuencias. También supone un sacrificio en cuanto al compromiso de nivel de rechazo ofrecido y dificultad de fabricación, ya que para ofrecer un nivel de rechazo aceptable la estructura se debe encontrar muy cerca de la línea de alimentación. Esto ha provocado que los diseños propuestos que emplean esta estructura no puedan ser fabricados finalmente, ya que emplean una separación de 0.05mm que hoy en día no se puede alcanzar con las limitaciones de fabricación actuales, que se encuentran en una distancia mínima de 0.1mm entre elementos, distancia con la que se ha comprobado que los diseños propuestos en este TFM se alejarían notablemente de obtener una respuesta deseada.

- Los diseños de elementos UWB unitarios cumplen con los requisitos de banda de trabajo propuestos, ampliando la banda de trabajo de UWB hasta los 20 GHz para abarcar el mayor número de sistemas de comunicación posible. Además, se propone un diseño con un coste estructural ligero, debido a sus dimensiones reducidas.
- La integración de los diseños ideales de las estructuras EBG propuestas en este TFM que eliminan tres bandas con una única estructura conlleva una readaptación de sus elementos, ya que el funcionamiento en conjunto de las resonancias características de las antenas y las del filtro alejan la respuesta del coeficiente de reflexión de la respuesta deseada. Además, se ha comprobado que con algunas estructuras de filtros ideales que a priori parecían ofrecer mejor respuesta, se vuelve inviable su integración ya que resulta imposible el ajuste de las bandas con la modificación de sus parámetros o bien la modificación de estos supone modificar la estructura de la antena. En algunos casos, ha sido necesario modificar la estructura propia de la antena para compensar el efecto a altas frecuencias que ha conllevado la integración de los distintos filtros.
- El diseño de las antenas MIMO 2x1 ha superado con creces los objetivos propuestos de aislamiento, manteniendo una respuesta del coeficiente reflexión deseada ofreciendo un gran nivel de aislamiento entre las antenas, con un tamaño de la estructura completa que se encuentra entre los estándares actuales.
- El diseño de las antenas MIMO 2x2 ha cumplido también con creces con los objetivos propuestos, manteniendo un nivel de aislamiento en su peor punto (que se da entre las antenas situadas una contra la otra verticalmente) 2.5 dB por debajo de los -20 dB propuestos como objetivo. Además, el tamaño de la estructura completa se ha reducido lo máximo posible manteniendo un compromiso entre el coste estructural y la respuesta deseada, además de mantener un buen nivel de aislamiento.

## 6.2 Trabajo futuro

Como líneas de trabajo futuro se propone:

- Utilización de distintos materiales como sustrato dieléctrico así como distintos espesores del mismo con el propósito de evaluar sus ventajas e inconvenientes y así escoger el más adecuado según los requisitos del diseño.
- Mejora del filtro EBG modificado de triple banda eliminada propuesto en este TFM para ofrecer un mejor nivel de rechazo y además facilitar su futura fabricación para que sea posible.
- Modificar la estructura de los filtros diseñados para que, ofreciendo una respuesta similar, su coste estructural pueda ser menor.
- Mejora de la respuesta del coeficiente de reflexión en las antenas MIMO propuestas, ofreciendo unos límites en las bandas eliminadas más cercanos a los requisitos propuestos.

## Referencias

---

- [1] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory, Analysis and Desing”, John Wiley, 2005.
- [2] Jorge A. Ruiz Cruz, “Dispositivos de Radiocomunicaciones”, 2017.
- [3] Sunita Rani, Er. Devender Singh, Krishan Sherdia, “UWB Circular Microstrip Patch Antenna design simulation & its Analysis” ISSN (Online): 2278-1021, International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, July 2014.
- [4] Fernando Moreno, “Diseño de antenas MIMO de banda ancha”, Trabajo Fin de Grado, Universidad Autónoma de Madrid.
- [5] Marco Chiani, Andrea Giorgetti, “Coexistence Between UWB and Narrow-Band Wireless Communication Systems”, Article in Proceedings of the IEEE · March 2009.
- [6] Mahmoud F. Habash, et al., “Compact Size Triple Notched-bands UWB Antenna with Sharp Band-Rejection Characteristics at WiMAX and WLAN Bands”, Advanced Electromagnetics, vol. 7, no. 3, August 2018.
- [7] Raed A. Abdulhasan et al., “Design of Circular Patch Microstrip Ultra Wideband Antenna with Two Notch Filters”, 2015 IEEE International Conference on Computer, Communication and Control Technology.
- [8] Manish Sharma, et al., “Compact printed high rejection triple band-notch UWB antenna with multiple wireless applications” Engineering Science and Technology, an International Journal 19 (2016) 1626–1634.
- [9] Xiaoxia Wang<sup>1</sup>, Hai Zhang, “Compact Monopole UWB Antenna with Quad Notched Band Characteristics Using Quad-Mode Stepped Impedance Resonator”, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 89, 13–20, 2020.
- [10] Ziqiang Xu,” Compact HMSIW UWB bandpass filter using DGS and EBG technology with two notched-band”, Conference Paper · October 2013.
- [11] Guorui Chen, Yixi Ding,” Compact Microstrip UWB Bandpass Filter with Quad NotchedBands Using Quad-Mode Stepped Impedance Resonator”, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 76, 127–132, 2018.
- [12] Peter Kovács, Tomás Urbanec, “Electromagnetic Band Gap Structures: Practical Tips and Advice for Antenna Engineers”, Dept. of Radio Electronics, Brno University of Technology, Purkyňova 118, 612 00, Brno, Czech Republic.
- [13] Naveen Jaglan, et al., “Triple Band Notched UWB Antenna Design Using Electromagnetic Band Gap Structures”, Progress In Electromagnetic Research C, Vol. 66, 139-147, 2016.

- [14] Stylianos D. Assimonis, "Design and Optimization of Uniplanar EBG Structures for Low Profile Antenna Applications and Mutual Coupling Reduction", Article in IEEE Transactions on Antennas and Propagation · October 2012.
- [15] Ziqiang Xu, "Design of UWB Monopole Antenna with Dual Notched Bands Using One Modified Electromagnetic-Bandgap Structure", Article in The Scientific World Journal · September 2013.
- [16] G. Irene and A. Rajesh, "Review on the Design of the Isolation Techniques for UWB-MIMO Antennas", Advanced Electromagnetics, vol. 7, no. 4, August 2018.
- [17] Ali Imran Najam, Yvan Duroc and Smail Tedjini, "Multiple-Input Multiple-Output Antennas for Ultra Wideband Communications", Grenoble Institute of Technology, France.
- [18] M. Jusoh, M. F. Jamlos, et al., "A MIMO Antenna Design Challenges for UWB Application", Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 36, 357-371, 2012.
- [19] O. Klemp, H. Eul, "Radiation Pattern Analysis of Antenna Systems for MIMO and Diversity Configurations", Advances in Radio Science, 3, 157-165, 2005.
- [20] Daniel Brande Hernández, "Diseño de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros notch integrados", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Autónoma de Madrid.
- [21] Eva Morodo Lasa, "Diseño e implementación de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de bandas integrados", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Autónoma de Madrid.
- [22] José Luis Masa Campos, "Antenas y Compatibilidad Electromagnética", 2016.
- [23] "Characteristics of ultra-wideband technology", Rec. ITU-R SM.1755-0, 2006.
- [24] Shahidul Alam, Norbahiah Misran, et al., "Development of Electromagnetic Band Gap Structures in the Perspective of Microstrip Antenna Design", International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2013.
- [25] Darío del Álamo Colmenarejo, "Diseño e implementación de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de bandas" Trabajo Fin de Grado, Universidad Autónoma de Madrid.

## **Glosario**

---

UWB	Ultra Wide Band
MIMO	Multiple Input Multiple Output
EBG	Electromagnetic Band Gap
WLAN	Wireless Local Area Network

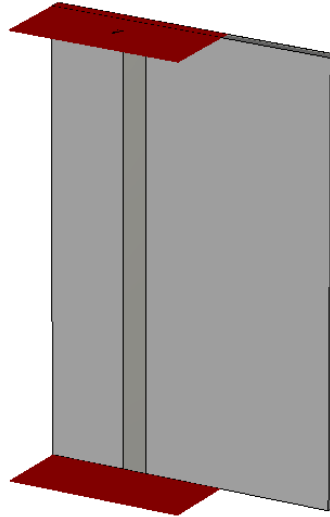




## Anexos

### A Anchura de la línea de alimentación en el diseño ideal de los filtros

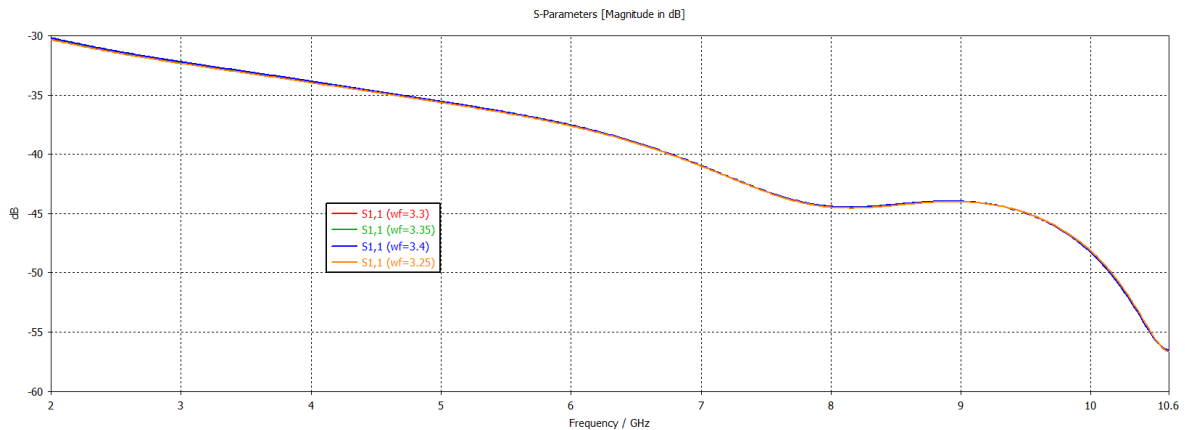
Para realizar el diseño ideal de los filtros EBG de banda eliminada, estos se han incorporado cerca una línea de alimentación situada entre dos puertos de simulación de  $50\Omega$ , concretamente la que se muestra en la siguiente figura:



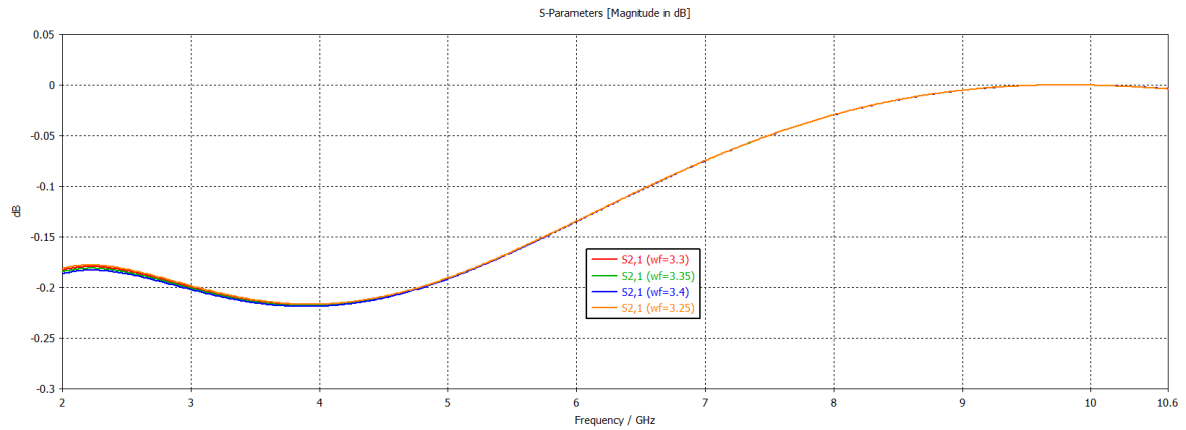
**Figura A-0-1:** Línea de alimentación empleada para el diseño de los filtros EBG.

Para que los resultados de los parámetros  $S$  sean los más exactos posible, esta línea de alimentación debe estar adaptada a los puertos, por lo que la selección su anchura es importante. Dado el tipo de dieléctrico empleado (RF-35), de espesor  $H=1.524$  mm y con una constante dieléctrica  $\epsilon_r=3.5$  se sabe que la anchura de la línea será de 3.3 mm aproximadamente.

Esto se puede comprobar simulando los parámetros  $S$  de la línea de alimentación en uno de sus puertos, con un barrido paramétrico de la anchura de la línea entorno a los 3.4 mm:

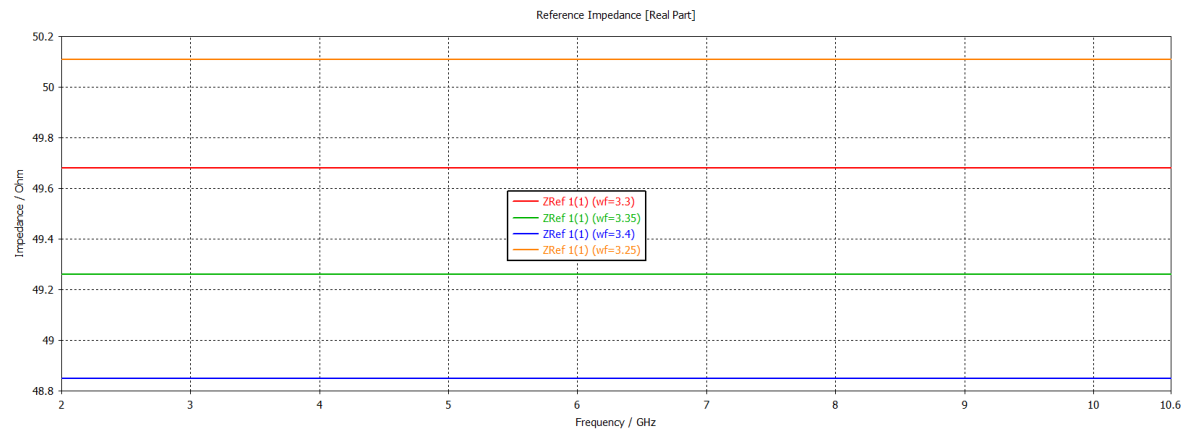


**Figura A-0-2:** Coeficiente de reflexión de la línea de alimentación.



**Figura A-0-3: Coeficiente de transmisión de la línea de alimentación.**

Observando las figuras anteriores apenas se puede diferenciar alguna leve diferencia entre las diferentes anchuras de la línea simulada. No obstante, atendiendo al valor de la impedancia de referencia en los puertos se obtiene el siguiente resultado:



**Figura A-0-4: Impedancia de referencia en el puerto de simulación.**

Se puede observar cómo con una anchura de 3.3 mm de la vía de alimentación (la elegida para las simulaciones de los filtros ideales) se obtiene una adaptación casi perfecta (que se dará sobre los 3.27 o 3.28 mm de anchura aproximadamente).

## ***B Presupuesto***

### **1) Ejecución Material**

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses .....50 €
- Material de oficina ..... 150 €
- Total de ejecución material ..... 2.200 €

### **2) Gastos generales**

- 16 % sobre Ejecución Material ..... 352 €

### **3) Beneficio Industrial**

- 6 % sobre Ejecución Material ..... 132 €

### **4) Honorarios Proyecto**

- 1300 horas a 15 € / hora ..... 19500 €

### **5) Material fungible**

- Gastos de impresión ..... 60 €
- Encuadernación..... 200 €

### **6) Subtotal del presupuesto**

- Subtotal Presupuesto ..... 22444 €

### **7) I.V.A. aplicable**

- 16% Subtotal Presupuesto ..... 3591,04 €

### **8) Total presupuesto**

- Total Presupuesto ..... 26035,04 €

Madrid, Septiembre de 2020

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Álvaro Fernández Ramos  
Ingeniero de Telecomunicación



## **PLIEGO DE CONDICIONES**

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un Diseño de antenas MIMO para sistemas de Ultra Banda Ancha (UWB) con filtros de rechazo en banda 5G de 3.5GHz, WLAN y banda X. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

### **Condiciones generales**

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del

contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

### **Condiciones particulares**

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.